SABER

ELECTRONICA

EDICION ARGENTINA

MONTAJES

- CAPTOR PARA GUITARRA
- AMPLIFICADOR MULTIPROPOSITO DE ALTO RENDIMIENTO
- DETECTOR DE VIBRACION
- TIMBRE MUSICAL

ISSN: 0328-5073
$6.50 / Año 10 / 1996 / Nº 115

TODO LO QUE DEBE SABER SOBRE:

CODIFICACION Y DECODIFICACION DE SEÑALES DE TV

ROBOTICA

PICs

SISTEMAS DE CONTROL PARA ROBOTS AUTONOMOS

RADIOARMADOR

LOS COMPONENTES EN RF

TECNICO REPARADOR

FALLAS EN LOS SERVOS

DEL DIRECTOR AL LECTOR

"REDOBLAMOS NUESTROS ESFUERZOS"

Bien, amigos de Saber Electrónica, nos encontramos nuevamente en las páginas de nuestra revista preferida, para compartir las novedades del mundo de la electrónica.

Comienza un nuevo año y con él nacen nuevas expectativas. Planificamos nuestras tareas pensando que este 1997 será mejor que el año viejo y por ello nos fijamos en las herramientas con que contamos para alcanzar nuestros objetivos.

Atentos a esta realidad, les anunciamos que el próximo mes de febrero pondremos en marcha una Bolsa de Trabajo para todos los Socios del Club Saber Electrónica que tengan dificultades en conseguir un empleo. Se trata de una propuesta novedosa con la cual, capacitando gratuitamente a todos los interesados, realizaremos las gestiones necesarias para encontrar la mejor alternativa laboral.

También les anunciamos que en el transcurso de este año publicaremos un Curso sobre Teoría de Circuitos y editaremos diferentes obras sobre "Nuevas Tendencias en el Desarrollo del Audio", "Reparación de TV Color Asistido por Computadora", "Codificación de Señales de TV", "Controladores Lógicos Programables", etc.

Pero eso no es todo, es sólo el comienzo... dado que debemos ofrecerles la mejor propuesta para que nos sigan eligiendo y para ello: ***"Redoblamos Nuestros Esfuerzos"***

Ing. Horacio D. Vallejo

SABER ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA

EDICION ARGENTINA - Nº 115 ENERO DE 1997

Director
Ing. Horacio D. Vallejo

Producción
Pablo M. Dodero

Arte
María A. Alaniz

EDITORIAL QUARK S.R.L.
Propietaria de los derechos en castellano de la publicación mensual **SABER ELECTRONICA**
RIVADAVIA 2421, Piso 3º, OF. 5 - Capital
(1034) TE. 953-3861

Editorial Quark es una Empresa del Grupo Editorial Betanel

Presidente
Elio Somaschini

Staff
Teresa C. Jara
Hilda B. Jara
María Delia Matute
Néstor Tantotero

Distribución:
Capital
Distribuidora Cancellaro S.R.L.
Virrey del Pino 2639 - Cap.

Interior
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Av. Vélez Sársfield 1950 - Cap.

Uruguay
Berriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

Impresión
Mariano Más, Buenos Aires, Argentina

La Editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial.

SABER ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA

EDITORIAL QUARK

Año 10 - Nº 115
ENERO 1997

SECCIONES FIJAS
Fichas de colección de Circuitos Prácticos 73
Fichas 79
Del editor al lector 3
Sección del lector 62

ARTICULO DE TAPA
Codificación y decodificación de señales de TV 6

INFORME ESPECIAL
Evaluación de camcorders y videograbadores 22

MONTAJES
Timbre musical 25
Detector de vibración 27
Amplificador multipropósito de alto rendimiento 30
Captor para guitarra 33

TECNICO REPARADOR
Memoria de Reparación 37
Curso de TV color - capítulo 13 41

ROBOTICA
PICs sistemas de control para robots autónomos 45

AUDIO
Efectos sonoros 50

VIDEO
Los nuevos modelos de camcorder 96-97 (parte 6) 55

RADIOARMADOR
Los componentes en RF: el transistor unijuntura 65

NUESTRA DIRECCION

AV. RIVADAVIA 2421, PISO 3º, OF.5
TEL.: 953-3861

HORARIO DE ATENCION AL PUBLICO
EXCLUSIVAMENTE DE LUNES A VIERNES DE
10 A 13 HS.
Y DE 14 A 17 HS.

CODIFICACION Y DECODIFICACION DE SEÑALES DE TV

Cuando un televidente observa en su pantalla una señal codificada sufre una frustración. Si él es además un técnico en TV su sufrimiento será doble, como usuario y como técnico. Con toda seguridad esa frustración lo llevará a estudiar el tema de la codificación de señales de TV, con la intención de experimentar y realizar algún circuito que mejore la recepción de la señal codificada. En este artículo, brindamos detalles sobre los métodos usuales de codificación de señales de TV como "anticipo" del libro que será editado por Quark en abril de este año.

Comentarios: Agui Samper

Introducción

Por otro lado, están los explotadores de un sistema de cable o de aire cuyo negocio es difundir señales de TV esperando a cambio un beneficio económico. Si se trata de un sistema irradiado todos sus canales deberán estar codificados para que sólo sus abonados puedan recibir la información (generalmente irradiada en UHF). Si se trata de un sistema de cable se codificarán sólo los canales premium (eventos deportivos, películas de estreno, películas condicionadas, recitales especiales), cuyo pago excede el abono normal. En este caso la frustración ocurre cuando un usuario que no abona puede acceder a los canales codificados.

Este libro es de utilidad para ambas partes; la descripción de todos los métodos conocidos de codificación y la discusión de las posibilidades de decodificación por parte de personas no autorizadas, serán de utilidad para los explotadores de canales codificados a la hora de elegir el método de codificación. A los técnicos les recordamos que comerciar decodificadores está penado por la ley, pero la investigación a nivel personal, agregando partes a su video o a su TV, no implica delito alguno; Ud. puede estar seguro de que no hay mejor manera de aprender que realizando y probando decodificadores caseros, ya que el conocimiento de las normas de transmisión es fundamental a la hora de experimentar.

En nuestro país hace poco tiempo que comenzaron las transmisiones codificadas (5 años aproximadamente), pero en otros países ya existe una experiencia de más de 20 años. El problema de la codificación y la decodificación no es sólo un problema técnico, es también económico. Una codificación puede ser tan perfecta que nadie pueda realizar un decodificador casero, pero seguramente el de factura profesional tendrá un costo prohibitivo para el usuario abonado y el sistema no tendrá éxito. Por lo tanto, una codificación eficiente debe ser económica y permitir que un mínimo porcentaje de técnicos logre realizar un decodificador que funcione aceptablemente bien para su uso personal.

Pero, ¿qué ocurre si, elegido un sistema de codificación, un elevado porcentaje de usuarios posee decodificadores no oficiales? La empresa explotadora del sistema de TV por abono debería cambiar el sistema de codificación y, por lo tanto, todos los decodificadores de sus abonados (gratuitamente, porque ellos no son culpables del cambio). Esto puede provocar importantes pérdidas e inclusive la cesación del servicio de la empresa (sobre todo si es un sistema irradiado porque se queda sin ningún ingreso).

Afortunadamente para las empresas, la técnica actual permite realizar codificadores y decodificadores programables a un precio aceptablemente bajo (basados en microprocesadores). En este caso la elección de un sistema de codificación nunca es definitivo. Puede elegirse un sistema y, si es decodificado no oficialmente en forma masiva, cambiar la codificación sin otro trabajo más que colocar un diskette en una computadora en la cabecera del sistema de cable o en la planta transmisora del sistema de propagación por aire.

El problema parece similar al de la industria bélica naval y al de los fabricantes de armas. El blindaje de un barco se mejora de tiempo en tiempo y esto obliga a los fabricantes de armas a aumentar la potencia de las mismas. Al tiempo, la industria naval responde con un blindaje más efectivo que obliga a diseñar nuevas armas y así sucesivamente.

En el caso que nos ocupa parece que se ha llegado a un punto de inflexión. Luego de los decodificadores programables existe un salto tecnológico, hasta los decodificadores de última generación que utilizan el método de digitalizar la señal de video. Estos decodificadores tienen un costo muy elevado y por el momento, sólo se aplican a la codificación de las emisiones vía satélite entre los canales de origen de las señales y los explotadores del sistema de TV por abono.

Como se puede observar, se ha recorrido un largo camino desde los decodificadores pasivos (el filtro que se conecta en la entrada de antena) y los modernos decodificadores programables que, además de contener un sintonizador electrónico y una FI, potencian el uso de un TV antiguo haciéndolo apto para captar 120 canales de cable.

1

Fig. 1/1/1 Codificación por interferencia de RF

2

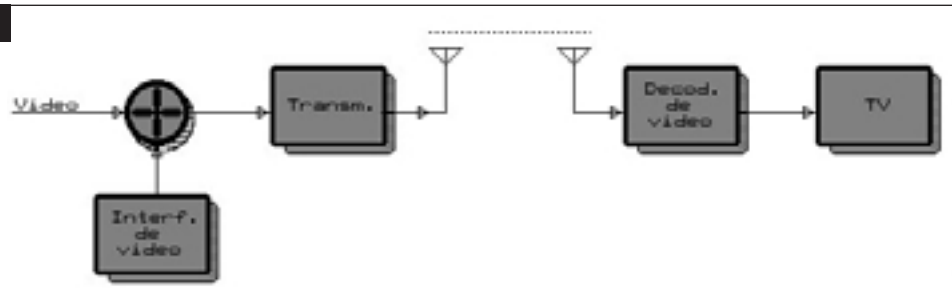


Fig.1/1/2 Codificación por interferencia de video

3

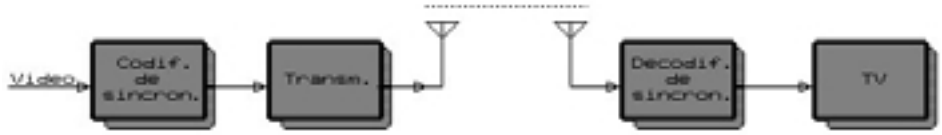


Fig.1/1/3 Codificación por modificación del sincronismo

En este punto, el autor pretende no hacer predicciones. Sólo desea mencionar que el servicio de TV por cable está vislumbrando la posibilidad de usar la red de distribución para otros servicios, que requieren comunicación bidireccional como por ejemplo, la TV interactiva, el servicio de Internet y el sistema "pay per view" (pagar para ver, en el que se solicitan películas por el control remoto del decodificador y se factura de acuerdo al pedido). Esto puede modificar el diseño de los decodificadores para hacerlos aptos a sus nuevas funciones, con un costo pagado por el usuario ya que involucra nuevos servicios.

LOS METODOS DE CODIFICACION

Agrupación de los codificadores

Se puede decir que todos los codificadores se agrupan en cuatro grandes categorías: A) por señal interferente en RF, B) por señal interferente en video, C) por codificación de sincronismo y D) por codificación digital del video. Paralelamente, el video puede ser invertido en las categorías B, C y D dando lugar a nuevas variantes y estas nuevas variantes a su vez, dan lugar a muchas otras cuando el video es invertido a un ritmo aleatorio o secuencial, que puede llegar hasta la velocidad de una inversión por campo.

A continuación se dará una breve síntesis del funcionamiento de cada grupo que luego serán tratados con más detalle en capítulos dedicados a los mismos.

En la fig. 1 se puede observar el sistema de codificación más elemental y económico utilizado sobre todo en sistemas de cable. Se trata de agregar una señal interferente, por medio de un multiplexador de RF en el transmisor. La señal interferente es, por lo general, una señal de AM con una modulación elegida para provocar una interferencia visible y audible. El nivel de la portadora interferente debe ser superior al de la señal a transmitir, para que el receptor de TV reduzca su ganancia de FI y se diluya el video propio resaltando la interferencia.

En el receptor se conecta un filtro sobre la entrada de RF ajustado a la frecuencia interferente. Este filtro del tipo aguja con elevada atenuación reduce la interferencia a un nivel despreciable, permitiendo una observación con una aceptable relación de señal a ruido.

La enorme ventaja de este sistema radica en el mínimo costo del filtro y a su condición de ser pasivo, simplificando su instalación. La desventaja es que su fabricación casera puede ser realizada sin mayores inconvenientes y además no produce una elevada cancelación de la señal, que puede ser observada con el receptor levemente fuera de sintonía. Además, su uso reduce la definición y aumenta el nivel de ruido.

En la fig. 2 se puede observar un sistema por interferencia de video. La señal interferente es, por lo general, una sinusoide o una onda rectangular de frecuencia horizontal sincrónica, cuasisincrónica o de alguna otra frecuencia que provoque un elevado encriptamiento; esta señal interferente simplemente se suma a la señal de video original. La señal interferente debe ser enviada por un medio diferente a los habituales, por ejemplo: modulación de amplitud de la subportadora de sonido, subportadora estéreo I-D o cualquier otra subportadora.

En el demodulador se recupera la señal interferente desde un canal

de sonido especialmente diseñado y se resta de la señal de video para cancelar la interferencia. Por lo general se utiliza al mismo tiempo inversión de video.

Su ventaja es que la imagen queda realmente transformada en algo no discernible, en todo momento (elevado encriptamiento) ya que el separador de sincronismo del TV (que funciona como un detector de amplitud) se confunde, debido a que la suma del video y la interferencia tienen mayor amplitud que los pulsos de sincronismo.

La desventaja es el costo, sobre todo si se utiliza el método de enviar la interferencia como una subportadora I-D (en este caso las transmisiones no pueden ser estereofónicas) y, además, la señal enviada por el canal de sonido y la interferencia de video no siempre se cancelan completamente, dando lugar a inestabilidad de sincronismo horizontal en algunos televisores.

En la fig. 3 se indica el sistema que más se utiliza en la actualidad. Consiste en codificar los pulsos de sincronismo horizontal. Este sistema tiene diferentes variantes en función del tipo de codificación del sincronismo. El sistema más simple consiste en invertir el sincronismo horizontal (acompañado o no por inversión del video o, en algunos casos, invirtiendo el video por algunos minutos y con video normal por algunos segundos para pasar otra vez a video invertido). En otros casos el pulso de sincronismo horizontal no sólo se invierte sino que se transmite con diferentes amplitudes (100%, 66,6% y 33,3%) en intervalos de tiempo de 3 ó 4 segundos. En algunos casos, el sincronismo horizontal simplemente se quita del canal de video y se envía como modulación de amplitud de la subportadora de sonido o como una subportadora de la subportadora de sonido (similar al sistema estéreo).

El decodificador deberá reconstituir el pulso de sincronismo a sus valores normales por el medio que sea y sumarlo o insertarlo en la señal de video.

La ventaja de este sistema es su relativa sencillez a nivel del decodificador (si sólo se invierte el sincronismo horizontal) y la estabilidad de la suma o inserción del sincronismo. Otra ventaja es que admite una buena posibilidad de digitalizar las señales que permitiendo reconstituir el sincronismo, evitan así la fabricación no autorizada. Su desventaja con respecto al método

4

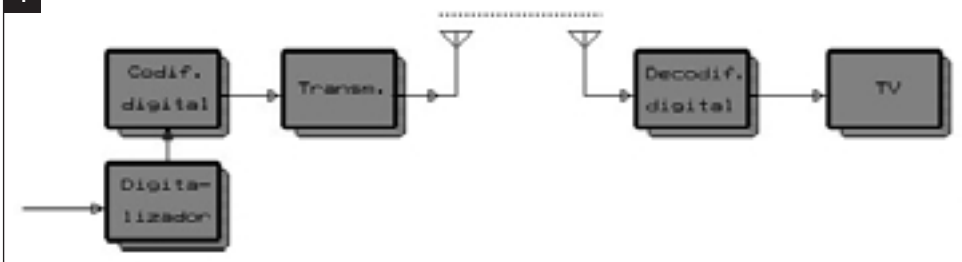


Fig. 1/1/4 Codificación digital

5

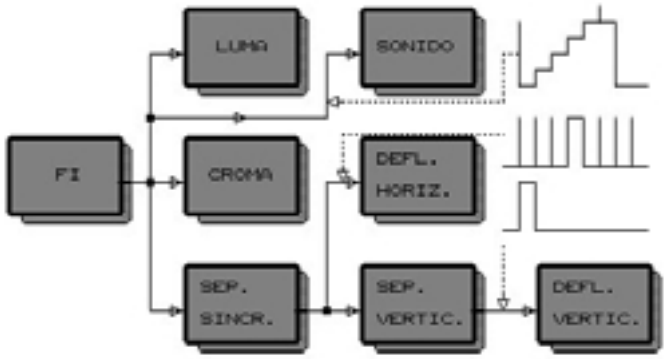


Fig. 1/2/1 Posición del separador de sincronismo

6

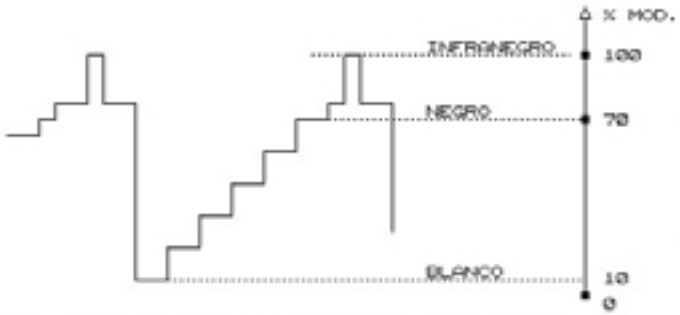


Fig. 1/2/2 Niveles de luminancia y sincronismo

anterior es que los desgarros horizontales que sufre la imagen sin decodificar dependen del contenido del video. Con algunas imágenes poco saturadas, las figuras son discernibles o, por lo menos, se pueden identificar secciones de las mismas.

El método de digitalizar el video no es aplicable en la actualidad a nivel masivo por razones de costo. En la fig. 4 se puede observar que la señal de video primero se digitaliza y luego se codifican los valores digitales según un algoritmo matemático muy complejo para que no pueda ser descifrado.

En el decodificador se debe, utilizando el algoritmo inverso, transformar la señal digital en analógica y luego proceder a modular sonido e imagen en la norma adecuada.

El lector observará que son innumerables las variantes que puede sufrir un codificador. Por ese motivo es seguro que nadie podrá fabricar un decodificador que cubra todas las posibilidades y mucho menos aún, que las reconozca automáticamente. Por otra parte la comercialización de los sistemas de cables hace que el dueño de cada cabecera elija el codificador de su preferencia; es decir que muy bien puede ocurrir que el mismo sistema de cable use decodificadores diferentes, según que el usuario pertenezca a una cabecera o a otra, aunque estén separados muy pocos metros entre sí.

Si el amigo lector decodificó la señal que llega a su casa y pretende extrapolar sus experiencias con colegas de otras zonas, le aconsejamos que no lo haga, ya que las experiencias en estos casos tienen sólo un valor local.

Si existiera un decodificador universal no haría falta este libro y no habría lugar para ninguna experimentación; si el monte Everest tuviera un ascensor, seguramente nadie intentaría escalarlo. Por el

7

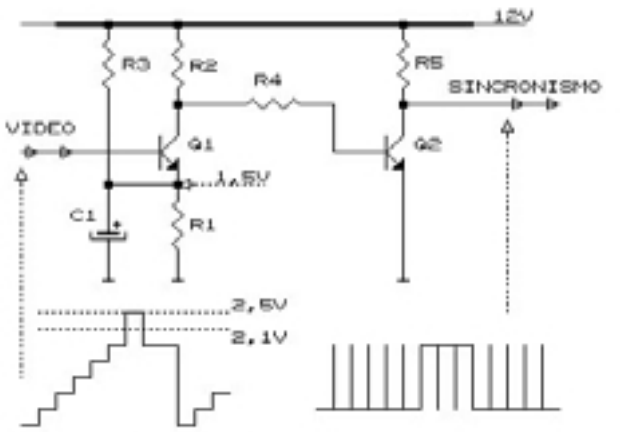


Fig.1/2/3 Recortador de sincro. de nivel fijo

8

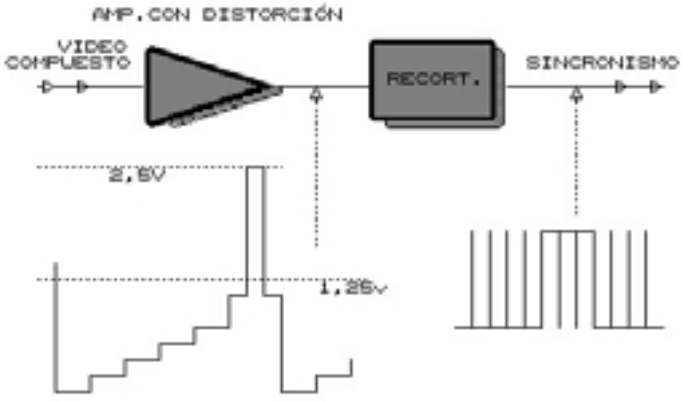


Fig.1/2/4 Separador por dist. y recorte

9

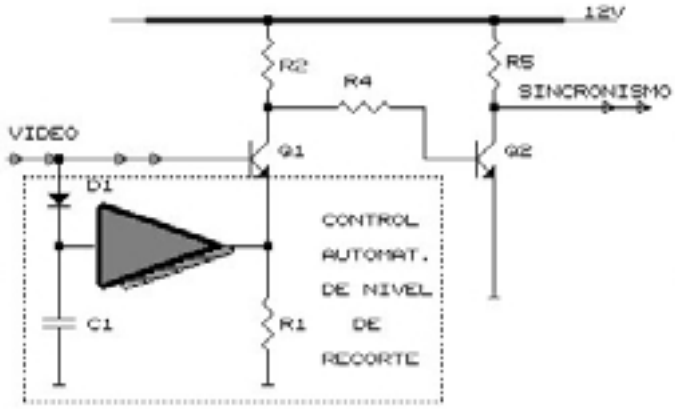


Fig.1/2/5 Recortador de sincr. con ajuste aut.

contrario, en este libro explicaremos todos los sistemas vigentes y los circuitos asociados y además enseñaremos cómo se reconoce cada tipo de codificación.

1.2 LOS DESGARROS HORIZONTALES DELVIDEO CODIFICADO

Salvo el sistema por interferencia de RF (ya prácticamente obsoleto) y el digitalizador, todos los sistemas basan su funcionamiento en la modificación del sincronismo horizontal. Por lo tanto, analizaremos aquí con el mayor rigor, cómo funciona una etapa separadora de sincronismo en presencia de señales normalizadas y de otras que no lo están.

Los pulsos de sincronismo se caracterizan porque forman los picos máximos de modulación de la portadora de RF de la emisora. Este tipo de modulación de video se llama "modulación negativa o inversa de video" y es común a todas las normas actuales de TV.

La modulación negativa (o modulación inversa) tiene una ventaja inherente: el sincronismo tiene una amplitud estable, en cambio la información de video correspondiente a los colores claros presenta fluctuaciones relacionadas con el contenido de la imagen. De esta manera, el control automático de ganancia de la FI siempre tiene un nivel estable para realizar su función de control.

Para explicar el funcionamiento del separador de sincronismo, nos interesa saber que la etapa de FI entrega una señal de video compuesto, relativamente estable en amplitud y cuyo valor máximo o mínimo (dependiendo de qué semiciclo de la portadora se detecte) se corresponde con los pulsos de sincronismo horizontales y verticales; los pulsos siempre superan el nivel de negro máximo de la imagen y dan lugar a un nivel de amplitud llamado infranegro.

La señal de video compuesto no es apta para sincronizar las etapas de deflexión vertical y horizontal del televisor. De ella se deben separar las informaciones de sincronismo vertical y horizontal y luego separar el sincronismo vertical por un lado y el horizontal por otro, para dirigirlo a la correspondiente base de

10

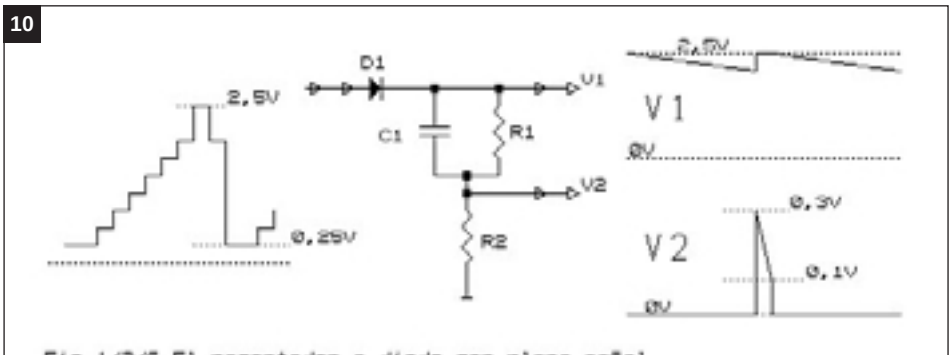


Fig.1/2/6 El recortador a diodo con plena señal

11

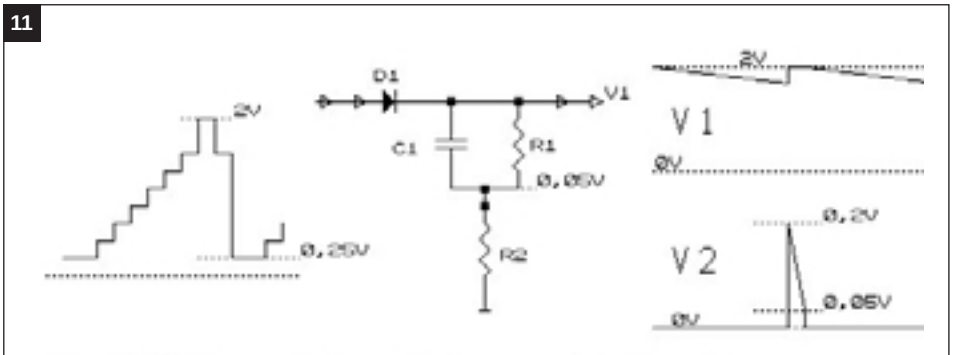


Fig.1/2/7 El recortador a diodo con señal atenuada

12

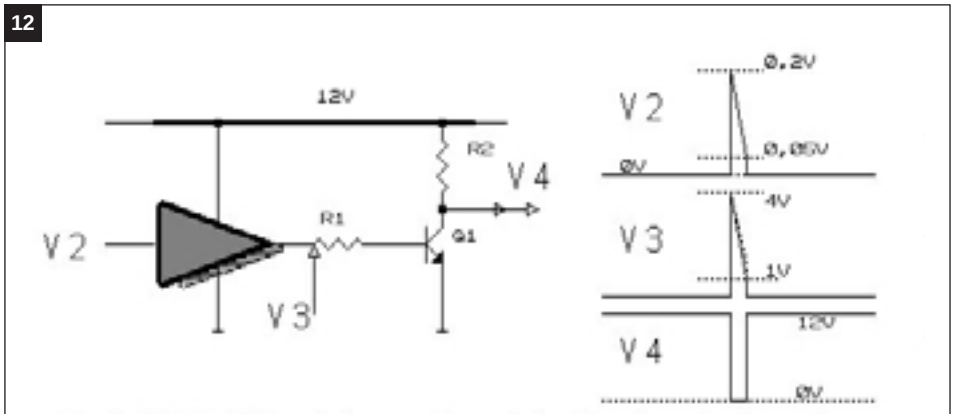


Fig.1/2/8 Amplificación y conformación del pulso de sincronismo

13

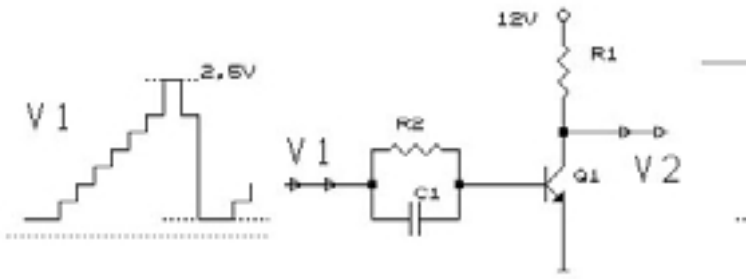


Fig.1/2/9 Separador a transistor

14

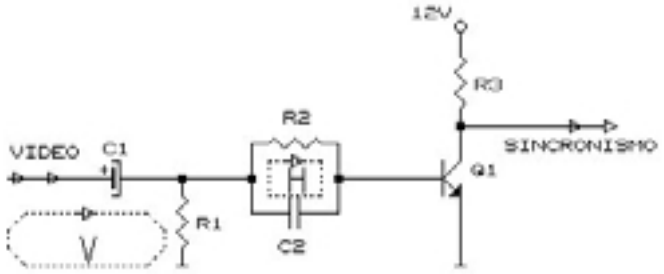


Fig.1/2/10 Separador de doble constante de tiempo

tiempo.Ver fig. 5. Algunos televisores trabajan por nivel de recorte fijo, didácticamente conviene analizarlos primero.

En casi todos los TVs la señal de video que sale de la FI tiene una amplitud de valor pico a pico de 2,5V (infranegro). El nivel de negro, a su vez, está fijado al 70 % del nivel máximo correspondiente al infranegro (100 %).Ver fig. 6.

Nota: en esta sección tratamos el caso de los TVs donde se demodula el semiciclo positivo de la portadora de video. En los casos en que se detecta el pico negativo, la señal de video es inversa a la mostrada en la fig. 6 y en toda la explicación siguiente se deberán modificar los circuitos teniendo en cuenta esta condición.

Un simple circuito recortador a nivel de 2,1V permite separar la señal de sincronismo (en la fig. 6 sólo se dibujó el pulso horizontal, pero el vertical tiene niveles similares). Por ejemplo, el circuito de la figura 7 cumple perfectamente el cometido de recortar el sincronismo y su posterior inversión. En los televisores donde se emplea este circuito, primero se deforma la señal de video para enfatizar los niveles superiores al 70 % y permitir la utilización de un eje de recorte del orden del 50% de la amplitud total.Ver fig. 8.

Si el nivel de tensión de 2,1V de la figura 8 se pudiera variar en función de la amplitud de pico de la señal de video, el circuito perdería la inestabilidad inherente que lo caracteriza.Ver fig. 9.

Este circuito puede funcionar correctamente pero es algo complejo. En realidad con un solo transistor se puede lograr un circuito que tiene las características de ajuste automático de nivel de recorte, y es el que se utiliza prácticamente en todos los televisores desde la época de los circuitos transistorizados de blanco y negro. Didácticamente conviene analizar primero el recortador a diodo.

Si bien el separador a diodo no tiene utilidad práctica, todos los circuitos usados en la actualidad basan su funcionamiento en él. En la fig. 10 se observa el sencillo circuito de un separador a diodo y las formas de señal relacionadas con él. Para simplificar nuestro estudio se considera solamente el pulso de sincronismo horizontal y una señal de video en escalera con amplitud normalizada de 2,5V con sincronismo positivo.

Conociendo el funcionamiento de un rectificador a diodo, se puede entender fácilmente el del separador a diodo. En principio se debe considerar que R2 tiene un valor despreciable y no modifica la corriente de carga de D1. De este modo, el circuito tiene sólo tres componentes: D1, R1 y C1. Cuando se

15

g.1/2/11 El nivel del video invertido supera los pulsos verticales

16

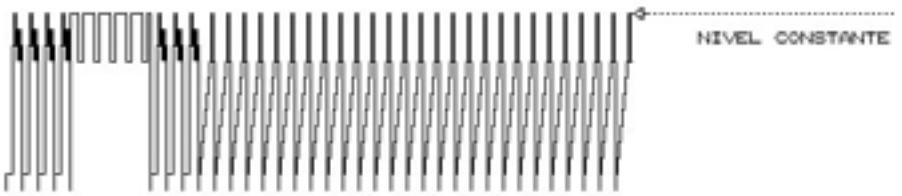


Fig.1/3/1 Referencia constante de los pulsos horizontales

17

Fig.1/3/2 Los pulsos verticales actúan como referencia fija del AGC

conecta la fuente de video C1 se carga al valor de pico del video, que en este caso es de 2,5V (despreciamos la barrera del diodo). Cuando termina el pulso de sincronismo, sobre C1 hay más tensión que en la fuente de video y D1 queda en inversa. Esta condición se mantiene hasta la llegada del siguiente pulso de sincronismo.

En los instantes en que D1 no conduce, el capacitor C1 se descarga sobre R1. La constante de tiempo R1C1 se elige con todo cuidado para que el nivel de descarga siempre sea inferior a la amplitud del pulso de sincronismo (en este caso 30% de 2,5V = 0,75V). Si el nivel de descarga es excesivo existe el peligro que un pico a nivel de negro, anterior al sincronismo, haga conducir al diodo y genere un falso sincronismo. Si el nivel de descarga es muy pequeño, la corriente que circula por el diodo es pequeña y el pulso de sincronismo tendrá poca amplitud.

El pulso de salida del sincronismo se obtiene sobre el resistor R2 y es una muestra de la corriente circulante por el diodo. La señalV2 tendrá amplitud nula durante todo el tiempo, salvo cuando llega el pulso de sincronismo; en este momento comienza la carga de C1 a un valor alto de corriente que luego se va reduciendo. Cuando finaliza el pulso de sincronismo la corriente por el diodo, que se iba reduciendo suavemente, se corta en forma abrupta (corriente de corte) y vuelve al valor cero. La tensiónV2 podría considerarse como un pulso de sincronismo incipiente, que posteriormente se deberá amplificar y conformar hasta obtener un pulso rectangular. Antes de estudiar este proceso de conformación, analizaremos cómo se comporta el circuito al reducir la tensión de la fuente de video.

En la fig. 11 podemos observar que al reducir la excitación se reduce la corriente por el diodo y la tensión de carga de C1 (equivalente al nivel de recorte del circuito de recorte variable). Como el nivel de descarga de C1 depende de la tensión media sobre el capacitor, se obtiene un nivel de descarga menor que estabiliza el funcionamiento automáticamente. Si observamos la señalV2, veremos que sólo se produce una reducción del valor de pico del sincronismo y, sobre todo, del valor final del pulso. El circuito posterior deberá tener en cuenta estas variaciones y será capaz de funcionar aún con los mínimos valores de señal de video.

Amplificar y conformar este pulso es un proceso sencillo. En el ejemplo de la fig. 12 se agrega un amplificador por 20 que eleva el valor de pico deV2 de 0,2V a 4V formando la señalV3.

El conformador es un transistor usado como llave. El valor mínimo del pulso amplificado debe ser capaz de mantener al transistor saturado. De este modo, manteniendo la saturación de Q1 durante todo el pulso de sincronismo, se obtiene un pulso rectangular de suficiente amplitud, aunque de polaridad inversa. Si fuera necesario, otro transistor se puede encargar de invertir la polaridad. El lector se preguntará en este momento dónde está la simplificación circuital que nos hizo desechar el sistema de recorte con ajuste automático de nivel. En este apartado todavía no puede apreciarse, recién podrá hacerlo en el próximo: llegando a un circuito práctico, se observará la simplicidad anticipada.

Si en lugar del diodo D1 de la fig. 10 utilizamos la juntura base/emisor de un transistor obtendremos el circuito de la fig. 13 (el diodo D1 puede estar antes o después del RC, sin que cambie la forma básica del circuito).

18

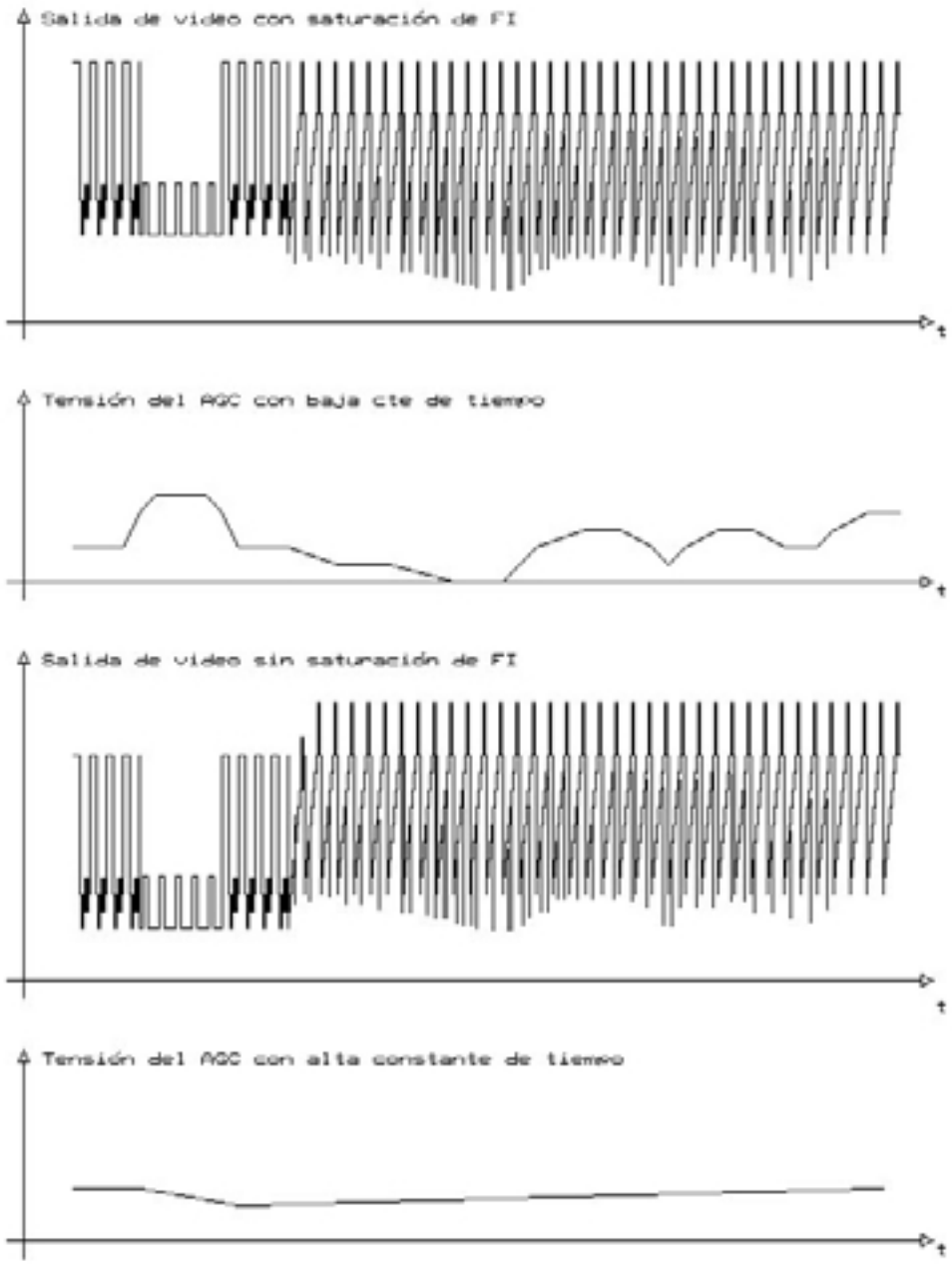


Fig.1/3/3 La constante de tiempo del AGC

No es necesario un resistor sensor de corriente; en efecto, la corriente que circula por el diodo base emisor provocará una corriente de colector que se relaciona con la de base a través del beta del transistor, que puede ser del orden de 300.

El transistor Q1 cumple, por lo tanto, con tres funciones: sensar la corriente, amplificar y conformar la señal, si se tiene en cuenta que la corriente de corte es capaz de saturar el transistor. El circuito es ahora muy simple, pero el lector debe recordar que habíamos realizado una enorme simplificación al considerar sólo los pulsos horizontales.Veremos ahora cómo se consigue que nuestro sencillo circuito se comporte, al mismo tiempo, como separador de ambos pulsos de sincronismo. En la fig. 14 se agrega una constante de tiempo de mayor valor, adecuada para el pulso de sincronismo vertical. El lector debe observar que C1 y C2 están en serie entre sí y con la juntura base emisor. Durante el pulso de sincronismo horizontal, la corriente de base carga a los dos capacitores en serie; la carga acumulada en cada capacitor es función del valor de capacidad y como C2 es mucho menor que C1; todo ocurre como si C1 no existiera y el circuito es similar al de una sola constante de tiempo. Cuando llega el pulso vertical C2 se carga de inmediato, pero C1 lo hace más lentamente a través de R2. La carga de C1 provoca corriente de base y Q1 se satura mientras exista pulso de sincronismo vertical, es decir, que el circuito tiene un doble funcionamiento adecuado a ambos pulsos de sincronismo. La descarga de C1 entre pulso y pulso se pro-

19

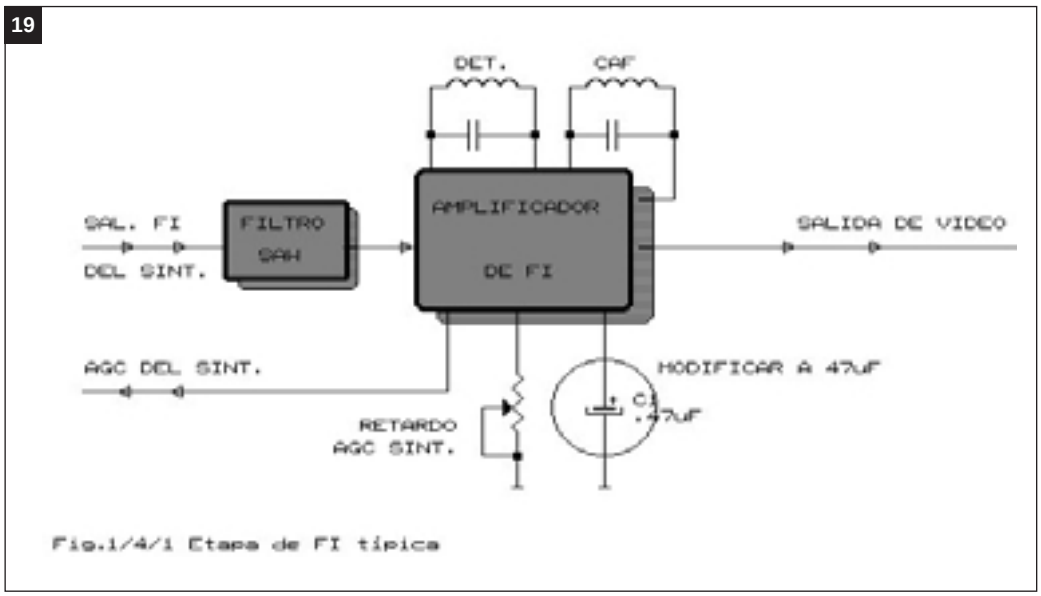


Fig.1/4/1 Etapa de FI típica

20

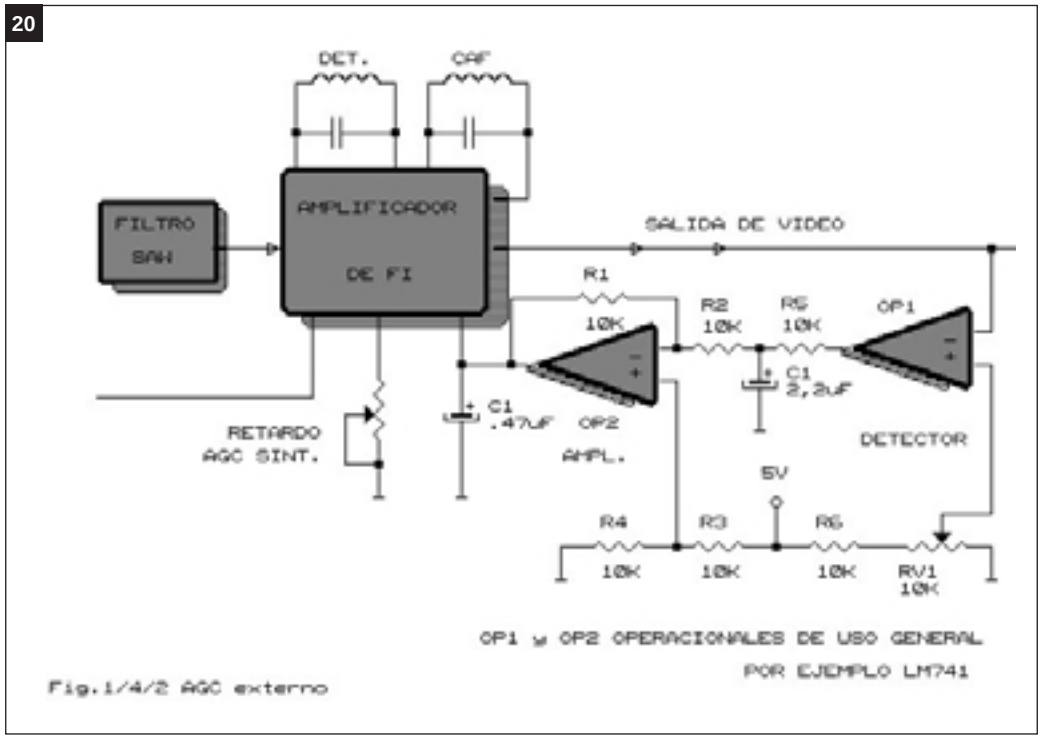


Fig.1/4/2 AGC externo

duce a través de R1 y de la resistencia interna de la fuente de video.

Cuando las señales que ingresan a un separador de sincronismo no son las normales, éste reacciona según la anormalidad de la señal. Por ejemplo, la señal puede tener inversión de video y sincronismo horizontal con el pulso vertical normal. En este caso el pulso vertical se debería separar normalmente pero no siempre es así; puede ocurrir que el nivel de video invertido supere la amplitud de los pulsos verticales.Ver fig. 15.

Como se observa cuando el video supera en amplitud al sincronismo, se produce corriente de base del transistor separador en concordancia con el video invertido y, por lo tanto, se generan pulsos horizontales fuera de tiempo (se dice que se generan “pulsos horizontales aleatorios”) que son los que provocan el desgarro de la imagen. Además el video invertido puede cargar también el capacitor de constante de tiempo alta y generar pulsos verticales fuera de tiempo o suprimir los reales. Si se tratara de un sistema con supresión de sincronismo horizontal o con sincronismo horizontal variable en amplitud ocurre algo similar, el video hace conducir aleatoriamente al transistor separador de sincronismo y se generan falsos pulsos de sincronismo horizontal que modificando la frecuencia del oscilador, provocan torceduras de la imagen sincrónicamente con la información de video.

Por supuesto, todo depende de la información de video existente en cada momento. Si la información de video tiene poca amplitud, el separador puede perder los pulsos horizontales pero no genera pulsos falsos; en este caso todo depende de la estabilidad del oscilador horizontal. Si el TV es moderno tendrá un oscilador con resonador cerámico y la imagen puede tener un corrimiento de frecuencia horizontal muy leve, producir una imagen per-

fectamente discernible o casi enganchada (por este motivo se recurre a invertir el video para conseguir un encriptamiento mayor).

Si la codificación es por interferencia de video esta situación nunca se produce porque la señal interferente sumada al video siempre tiene amplitud suficiente como para generar pulsos horizontales a destiempo que engañan al generador horizontal.

1.3 EL CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA DE LA FI

Parece superfluo tratar este tema aquí, pero créame amigo lector que es de la mayor importancia. Al modificar el contenido del video invirtiendo el sincronismo horizontal o suprimiéndolo, se produce una alteración del funcionamiento del AGC de la FI de video. Ocurre que el AGC posee una constante de tiempo relativamente pequeña ya que los pulsos de sincronismo horizontal, siempre presentes en una transmisión normal, son una adecuada referencia de amplitud en todas las normas con modulación de video inversa (PAL N, PAL M, PAL B, NTSC, etc).Ver fig. 16.

Esta constante de tiempo del orden de unos 10 H (640 ms) no se utiliza por razones de economía, sino para evitar el llamado "efecto avión" de fundamental importancia en las transmisiones de canales codificados de aire (importante en algunas zonas del interior).

Explicaremos cómo se produce el "efecto avión": la señal de TV debe llegar en forma directa desde la antena transmisora a la receptora; si además de la señal principal llega algún rebote o fantasma la imagen aparecerá degradada con una repetición de la imagen principal que será positiva o negativa, dependiendo de la diferencia de caminos recorridos por la señal principal y la reflejada (cada longitud de onda entera de la diferencia, se produce una imagen positiva y cada media longitud de onda una negativa).

Cuando la señal rebota en un avión, la diferencia de caminos varía constantemente y se produce un efecto de cambio de la amplitud de RF recibida (cancelación o suma de onda directa y reflejada). Si el AGC del TV es lento, se producirá una variación de brillo y contraste muy molesto en la pantalla. Por lo tanto, la solución de aumentar la constante de tiempo del AGC en los conversores decodificadores para un sistema de TV codificada por aire, no es una solución aceptable, sobre todo si el sistema se encuentra en cercanías de un aeropuerto. En este caso se utiliza una codificación especial que suprime la inversión de sincronismo cada 10 pulsos horizontales.

Es obvio que los sistemas de cable no presentan este problema y, por lo tanto, la capacidad de la constante de tiempo de AGC del conversor/decodificador se deberá aumentar unas 100 veces con respecto al valor habitual para la FI de un TV. Con este cambio se evita que el AGC se vea influenciado por el video que, por lo general, significa distorsión del sincronismo vertical a la salida de la FI de video, con el consiguiente desenganche en la pantalla. Paralelamente, podemos decir que no existen sistemas que codifiquen el sincronismo vertical por dos razones: A) porque una imagen desenganchada en vertical es perfectamente discernible (poco encriptamiento) y B) porque se debe dejar un nivel de referencia fijo para que funcione correctamente el AGC de la FI de los decodificadores oficiales.Ver fig. 17.

El lector puede decir que agregar un capacitor en la constante de tiempo del AGC de la FI de un TV o de un videograbador no significa mayor problema para un técnico y tiene razón; pero a las empresas explotadoras no les interesa la existencia de un investigador aislado que modifica su propio TV o video. A ellos les interesa la fabricación masiva de decodificadores clandestinos que sean instalables por el propio usuario, por ejemplo entre la video y el TV, ya que dicho decodificador tiene un costo mínimo al no necesitar etapas de RF (sintonizador FI y el microprocesador que controla al sintonizador).

El mal funcionamiento del AGC de la video es un factor disuasivo importantísimo. Si se trata de agregar un apartado externo al sistema de TV y video, son muchos los usuarios que estarían dispuestos a comprarlo, pero si además se debe modificar la video el costo se incrementa y aparece la desconfianza, producto del desconocimiento ("no vaya a ser que por ver un canal codificado me arruinen la video").

Tampoco queda la alternativa de

21

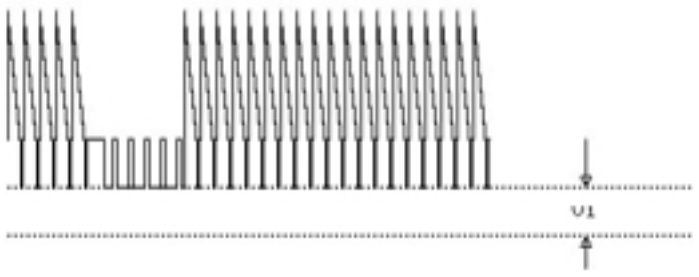


Fig.1/4/3 Medición de la tensión de sincronismo

comprar un conversor y modificarlo, ya que los conversores normales no tienen un sintonizador y una FI, simplemente convierten la señal por heterodinaje pero no generan la banda base de video y sonido (a pesar de ello cuestan unos U$S100). Un conversor con señales de banda base y salidas de audio video en el comercio tiene un costo de U$S170. Si se agrega el costo del circuito decodificador y una mínima ganancia se llegan a costos prohibitivos para una venta masiva.

Por este motivo, a la hora de elegir una codificación, las empresas deberán observar especialmente que la codificación elegida distorsione el video en la salida homónima de una buena cantidad de máquinas videograbadoras comerciales. Lo más importante es que el pulso vertical quede reducido en amplitud por saturación de la FI (el AGC al no tener pulsos horizontales genera menos tensión de control y esto incrementa la ganancia de FI para aumentar la salida de video, provocando la saturación de la última etapa de FI). Pero debe cuidarse que el pulso vertical tenga la amplitud y polaridad fijadas en la norma ya que los decodificadores oficiales basarán el funcionamiento de su AGC en la amplitud del sincronismo vertical (por incremento de la constante de tiempo en sistemas por cable).

En la mayoría de las FI la distorsión que se produce se conoce como inmersión del sincronismo vertical.Ver fig. 18.

1.4 CONSEJOS PARA EL EXPERIMENTAR INDIVIDUAL

En próximos artículos se indicará con qué medios se puede analizar el tipo de codificación empleada por su cabecera. Pero aquí indicaremos cómo resolver el problema de la distorsión de FI. Por lo general, aumentar 100 veces el capacitor de la constante de tiempo del AGC es la solución definitiva al problema.Ver fig. 19.

Pero si el problema subsiste, conectando una fuente reguladora de tensión variable sobre C1 y ajustando la salida de video al valor nominal (1V para videograbadores y 2,5V para TVs), se puede realizar un ajuste manual de la ganancia de FI. Por supuesto que este ajuste se debe modificar cada vez que cambie la señal de entrada (cambio de canal o cambio de la propagación del cable o del aire).

En casos extremos se debe realizar un AGC externo con salida de baja impedancia para que anule el AGC interno. La salida del AGC externo debe operar sobre C1.Ver fig. 20. Para ajustar el circuito se debe observar con un osciloscopio la tensión de los pulsos verticales con una señal no codificada.Ver fig. 21. RV1 se debe ajustar para obtener el valorV1 en su cursor. Luego se quita la señal y se mide la tensión continua sobre C1. Este valor, variando R4, debe ser entregado por el divisor R3-R4 a la entrada positiva del inversor. El circuito agregado producirá la carga del capacitor C1 cuando el video se reduce por debajo del valorV1. Esto ocurre solamente durante el pulso de sincronismo vertical, momento en que C1 se carga a su valor máximo que se mantiene hasta el próximo pulso de sincronismo vertical, debido al elevado valor de C1. ✪

LO QUE CALLA EL CANTOR... EVALUACION DE CAMCORDER Y VIDEOGRABADORES

Técnicos, comerciantes y usuarios tienen a veces dificultades para evaluar la performance de equipos de video para grabación y reproducción, debido a que no todas las características están debidamente especificados en los folletos técnico-comerciales correspondientes. ¿Cómo podemos llegar al fondo de este secreto? En la presente nota trataremos este tema.

Por Egon Strauss

1. Las especificaciones técnicas

Las especificaciones técnicas de todo equipo de video del hogar indica en forma preponderante el sistema de color, el formato del casete y a veces muy pocos datos más. En la figura 1 vemos un ejemplo típico de las especificaciones de un camcorder, el modelo GR-SZ7 de JVC. Estas indicaciones son, desde luego, imprescindibles, pero no son suficientes para permitir formarse opinió sobre la calidad de imagen y sonido que podemos esperar en el monitor, tanto en audio como en video, tanto en videograbadores como en camcorder. Cada modelo de estos equipos posee diferentes características y prestaciones adicionales que no pueden omitirse para reflejar adecuadamente las virtudes y defectos de un modelo particular.

En el ejemplo de figura 1 vemos sólo 8 parámetros que son suficientes para que el fabricante caracterice un camcorder de tanta categoría, calidad y precio. En la figura 2 vemos el aspecto del modelo GR-SZ7 de JVC al cual se refieren las especificaciones de la figura 1. Los datos consignados como especificaciones se amplían, en este ejemplo, en el rubro "nivel mínimo de iluminación", al indicar un nivel de 2 lux para una señal de video de

1

SPECIFICATIONS

Format:	S-VHS/VHS NTSC standard
Power source:	DC 6 V
Cassette:	S-VHS-C (and VHS-C)
Maximum recording time (EP):	90 min. (with ST-C30 cassette)
Pickup:	1/3"-format CCD
Minimum required illumination:	2 lux (30 IRE level)
Lens:	10:1 Zoom F/1.2, f = 5 to 50mm
Viewfinder:	Electronic viewfinder with 0.7" color LCD

Especificaciones del camcorder modelo GR-SZ7 de JVC.

2

Aspecto del modelo GR-SZ7 de JVC.

30 unidades IRE. Como se sabe, las unidades IRE se refieren a una señal de video con su excursión típica del nivel blanco hasta el pico del impulso de sincronismo, dividido este espacio en 140 partes iguales de una señal tipo de 1 volt cresta a cresta, como vemos en la figura 3. En este esquema se observa la ubicación del eje cero de referencia en el nivel de borrado de la señal de video. A partir de este nivel de referencia encontramos en -40 IRE la cresta del pulso de sincronismo y en 100 IRE la máxima excursión de la señal de video propiamente dicha. El total de 140 IRE ocupa entonces la excursión de 1 volt cresta a cresta y, por lo tanto, 1 unidad IRE iguala a 1000/140 = 7,1428571 milivolt. La indicación de 30 IRE de las especificaciones se refiere, por lo tanto, a una señal de video que sólo posee una amplitud de unos 214 milivolt. Este tipo de indicación numérica es útil ya que permite la comparación entre diferentes equipos. La sola indicación de la cantidad de lux en realidad no es suficiente para la evaluación de un equipo.

Aun cuando estos datos sean importantes y no deben omitirse, no son, sin embargo, suficientes para describir adecuadamente la performance de camcorder y videograbadores, sobre todo en forma comparativa entre diferentes modelos. De estos datos adicionales nos ocuparemos a continuación.

2. Otras características

Para lograr un cuadro más completo se usan diversos parámetros, muchas veces con criterio variado. Por ejemplo, las evaluaciones de origen de Estados Unidos contienen muchas veces los valores de la resolución horizontal, en función de cámara y en función de reproductores, expresados en la cantidad de líneas equivalentes. En un caso típico, por ejemplo: en el modelo CCD-FX730V de Sony que es NTSC del formato de 8 mm, se indica una resolución horizontal de 350 líneas para grabar y de 250 líneas para reproducir.

En muchas publicaciones técnico-comerciales de origen europeo, se usan para la misma función la indicación en dB de la respuesta a una determinada frecuencia. Un ejemplo típico sría el caso de un modelo de camcorder, el UC-X1H1 de Canon que es del formato Hi-8 en PAL y ofrece los siguientes datos:

Respuesta de frecuencia
en Hi-8, en 2 MHz: -2,95dB
en 3MHz: -7,56dB
en 3,5MHz: -12,58dB
y en 8 mm tendríamos,
en 2MHz: -4,88dB

Este tipo de información es, desde luego, más completa que la anterior, pero también requiere del técnico, usuario o comericante una compresión más amplia de las magnitudes involucradas. Uno de los parámetros que debe comprender el interesado es la relación que existe entre la frecuencia y el nivel de la señal, relación que vemos graficada en la figura 4. En este gráfico se ilustra una respuesta de -1,9dB en la frecuencia de 2MHz, tomando como referencia el nivel de 0dB en 0,24MHz. En general podemos expresar que el valor de 2MHz es el más importante en todo tipo de camcorder, pero los valores de frecuencias más altas comienzan a pesar en los formatos de alta definición como los S-VHS, S-VHS-C y Hi-8. Este criterio es aplicable también en videograbadores, donde se considera un valor de respuesta de frecuencia correcto de 0dB o más, un valor de -2dB es aún aceptable pero -4dB está por debajo del valor mínimo aceptable. En camcorder se usan otras referencias y se puede aceptar como promedio -8dB. En los formatos de alta frecuencia, el valor de -13dB en 3,5dB es bueno, pero -18dB en 3,4MHz no es aceptable. Para videograbadores de banda alta se considera -5dB en 3,5MHz como valor bueno, pero -10dB en 3,5MHz sería objetable.

Un aspecto crucial en todo equipo electrónico del tipo analógico es la relación señal-ruido que, en definitiva, es el valor límite de su calida.

Todos los equipos analógicos, cualquiera sea su aplicación, deben tener una relación señal-ruido mínima de 40dB o, en otras palabras, el ruido presente en la señal no debe superar el 1% de la amplitud de la señal útil. La medición de este parámetro puede seguir diferentes métodos, por ejemplo: se puede medir ponderado o no ponderado, pero cualquiera que sea el método usado, deben superarse los 40dB. Equipos de buena claidad pueden superar los 45dB y valores podnerados pueden llegar a 48dB o más.

Las mediciones de la relación señal-ruido en la señal de crominancia se efectúan por separado y se mide esta relación en AM (amplitud) y en PM (fase). El valor de AM refleja la saturación y el de PM refleja el matiz. Ambas mediciones deben superar el límite mínimo con la cifra “mágica” de d40dB como piso. Una falla en estos guarismos puede manifestarse como

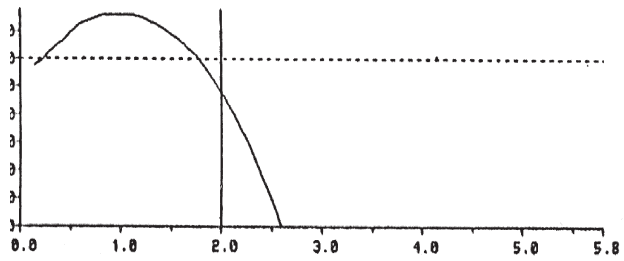
"sangría" de colores, donde un campo de color invade a otro campo de color y produce un efecto de contaminación cromática.

Este tipo de falla se suele observar especialmente en los equipos reformados de NTSC a PAL, debido a la relación no-lineal entre ambos sistemas.

En equipos que son multinorma de fábrica, esta falla es generalmente superada por circuitos adecuados, pero en algunas reformas esto no siempre sucede. Un aspecto adicional se toma en cuenta en algunas evaluaciones de equipos europeos, sobre todo en PAL, donde se mide las variaciones en el sincronismo horizontal que suceden durante un cuadro completo. Estas variaciones de tiempo son del orden de los nanosegundos y en ningún caso deben superar 1000 nanosegundos (1 microsegundo), ya que de otra manera pueden provocar movimientos ondulatorios laterales en la imagen. En inglés se denomina esta falla JITTER (temblor), dato que se puede medir e incluir en el respectivo informe. En este caso se suelen incluir también los datos relacionados con el sistema de TV en que se mide este valor, por ejemplo: 50Hz - 625 líneas. En la evaluación del sonido de camcorder y videograbadores se usan las mediciones clásicas de respuesta de frecuencia, distorsión total armónica y relación señal-ruido. También se incluye a veces la medición de la modulación cruzada (crosstalk) entre canales de izquierda y derecha en sistemas estereofónicos.

En muchos países europeos se utiliza el sistema NICAM de sonido digital y en estos casos se agregan algunas comprobaciones específicas para este sistema.

4



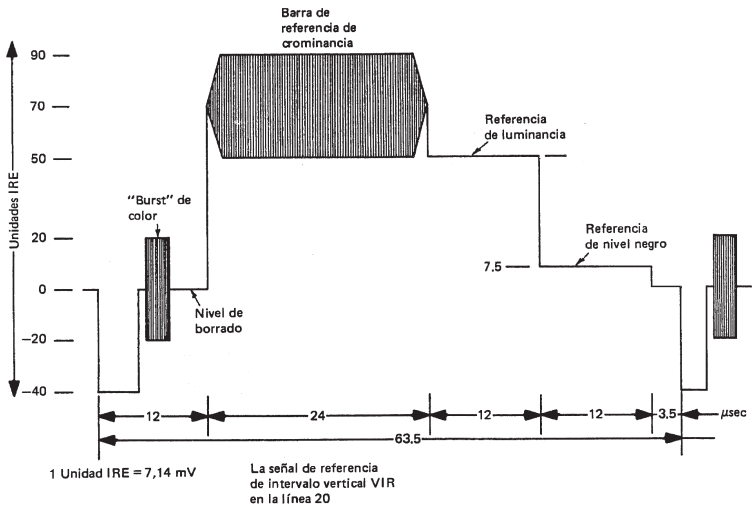
Respuesta de frecuencia.

3. Conclusiones

La evaluación seria y completa de equipos de video requiere un análisis cuantitativo y cualitativo muy detallado, aun cuando no todas las partes efectúan este análisis ni lo toman en cuenta en su totalidad.

Esperamos que la lucha competitiva en el mercado permita lograr resultados de un nivel técnico cada vez mayor. ✪

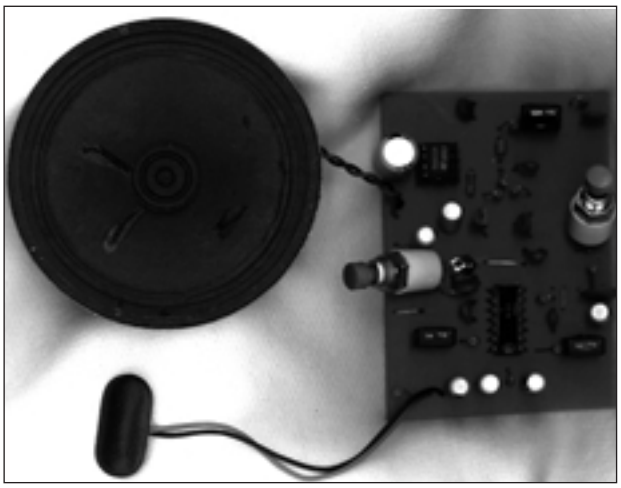
3



Las unidades IRE.

TIMBRE MUSICAL

Proponemos el armado de un sencillo aparato que puede sustituir la clásica chicharra de llamada. Posee un integrado que almacena una melodía determinada y presenta una potencia considerable que permite utilizarlo en muchas aplicaciones.



Por Horacio D. Vallejo

El circuito de este proyecto puede ser empleado como timbre musical, o como parte integrante de un instrumento, indistintamente, dado que con un solo toque es posible reproducir una melodía completa, que se encuentra almacenada en un circuito integrado.

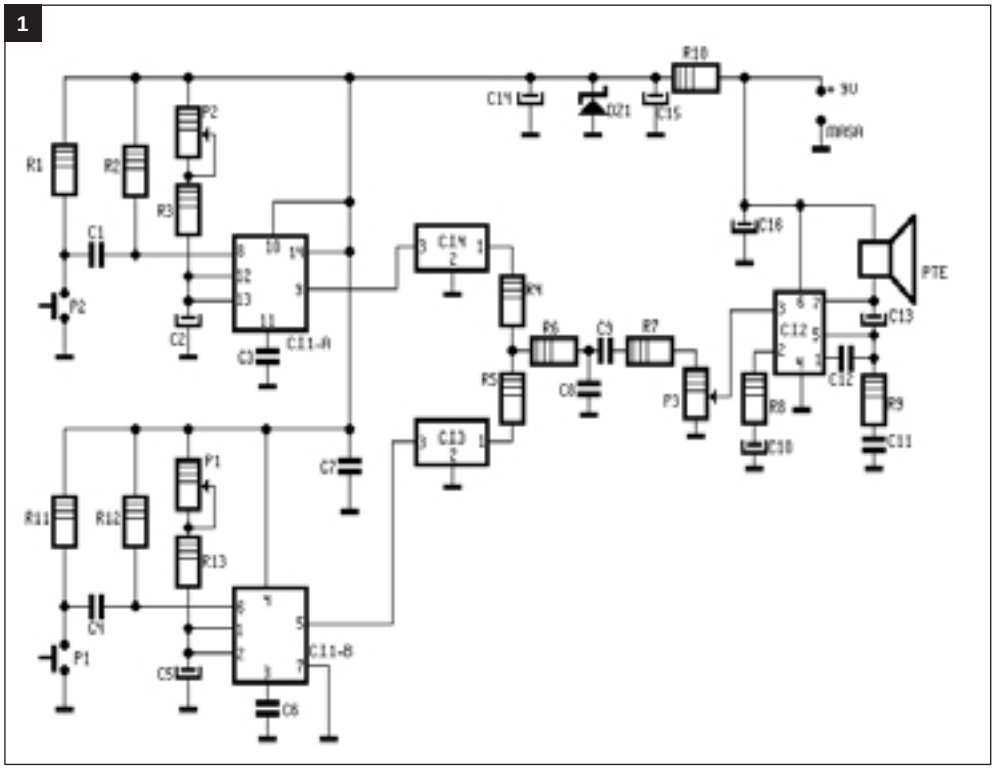
En realidad, si utilizara solamente el integrado generador de melodías, el sonido reproducido cesaría cada vez que dejo de pulsar el interruptor, con lo cual sería necesario mantenerlo presionado durante un período prolongado para evitar que sólo sean ejecutadas un par de notas.

LISTA DE MATERIALES

CI1 - CA556 - Doble temporizador.
CI2 - TBA820 - Amplificador de audio.
CI3 - CI4 - UM66 (T y S) - Generador Melodía
Dz - 4,7V x 1W - Zener.
P1, P2 - Pulsadores simples
R1, R11 - 4k7
R2 - 10kΩ
R3, R13 - 220kΩ
R4, R5 - 1kΩ
R6 - 1k2
R7 - 68kΩ
R8 - 100Ω
R9 - 10Ω
R10 - 390Ω
P1, P2 - 1MΩ - Trimpots multivuelta.
P3 - 10kΩ - Potenciómetro logarítmico.
Pte - Parlante de 8Ω
C1, C3, C4, C6, C8 - 10nF - Capacitores cerámicos.
C2, C5, C10, C16 - 10µF x 16V - Electrolíticos.
C7, C11 - .1µF - Cerámicos
C9, C14 - 1µF - Tantalio.
C12 - 220pF - Poliéster
C13 - 220µF x 16V - Electrolítico

Varios:
Placa de circuito impreso, gabinete, cables de conexión, estaño, etc.

1



El circuito eléctrico se muestra en la figura 1. En dicho esquema se puede ver que existen dos temporizadores que "habilitan" a dos generadores de melodía clásicos como el HT381, o el UM66, con la salvedad de que los generadores deben ejecutar melodías diferentes para que pueda ser reconocido el lugar de procedencia de la llamada. Recuerde que en artículos anteriores mencionamos que la melodía grabada en estos integrados se reconoce con la letra al final de la denominación del componente.

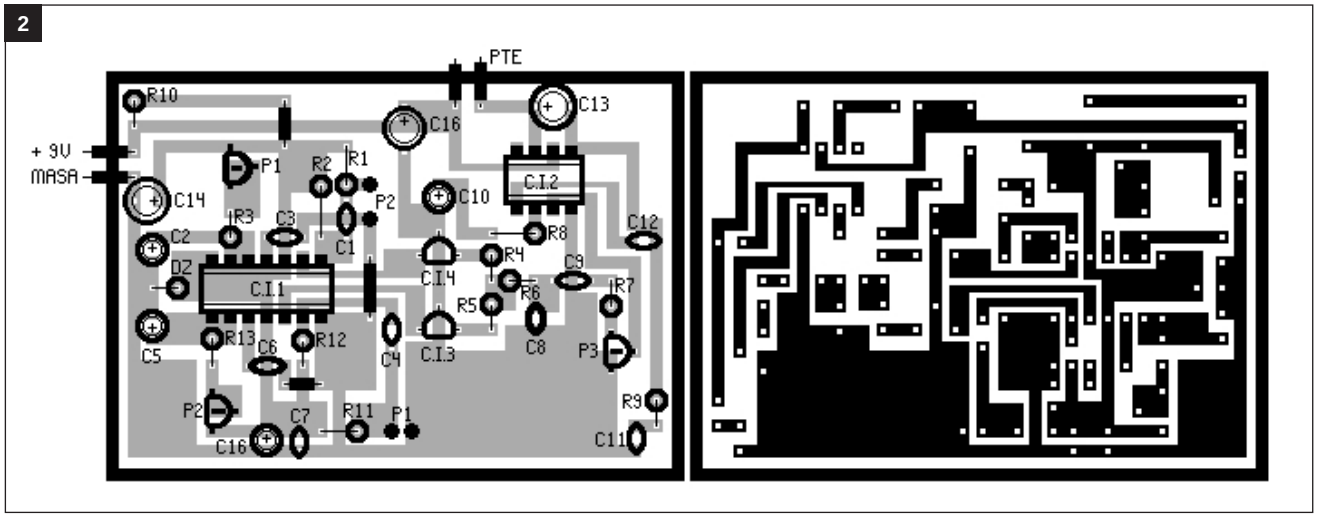
Este inconveniente se supera con la inclusión de un CI555 que funcionan como oscilador monoestable de período prolongado, de modo que cada vez que se lo dispare, el integrado musical quede habilitado durante todo el ciclo activo del mencionado temporizador.

Para nuestro proyecto hemos pensado que resultaría conveniente tener la posibilidad de que sean ejecutadas dos melodías en función del pulsador que sea presionado, de esta manera sería posible colocar un interruptor en la entrada principal de una vivienda y otro pulsador en la puerta trasera, de modo que al accionarse el timbre se sepa desde dónde se está realizando la llamada.

La melodía generada se aplica a un amplificador de audio que en nuestro caso puede ser un TBA810, TBA820, TBA820S, etc. Tenga en cuenta que el tipo de amplificador empleado determinará la potencia de salida del dispositivo.

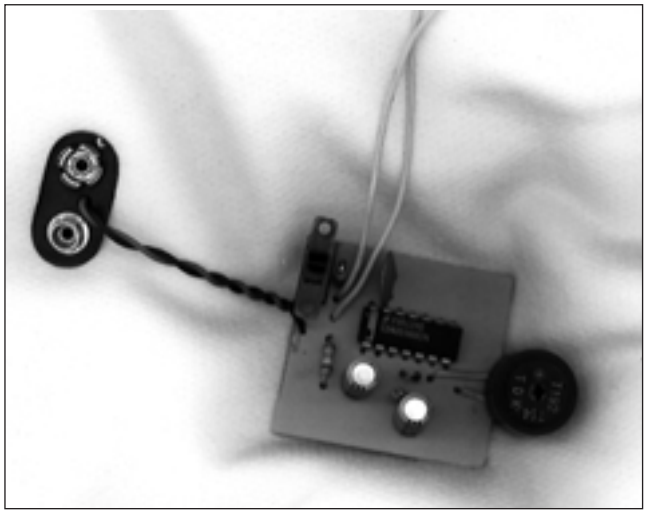
P1 y P2 ajustan el tiempo de ejecución de cada melodía y P3 el volumen final. Por último, en la figura 2 se da el diagrama de la placa de circuito impreso. ✪

2



DETECTOR DE VIBRACION

En sistemas de seguridad domiciliarios, es muy frecuente el uso de sensores de vibración que puedan detectar la rotura de vidrios de una ventana.
Incluso, en motocicletas, se pueden colocar sensores apropiados que disparen un circuito de alarma cuando alguien no autorizado, intente moverlas. El circuito que describimos combina el sensor de movimiento con el sistema sonoro.



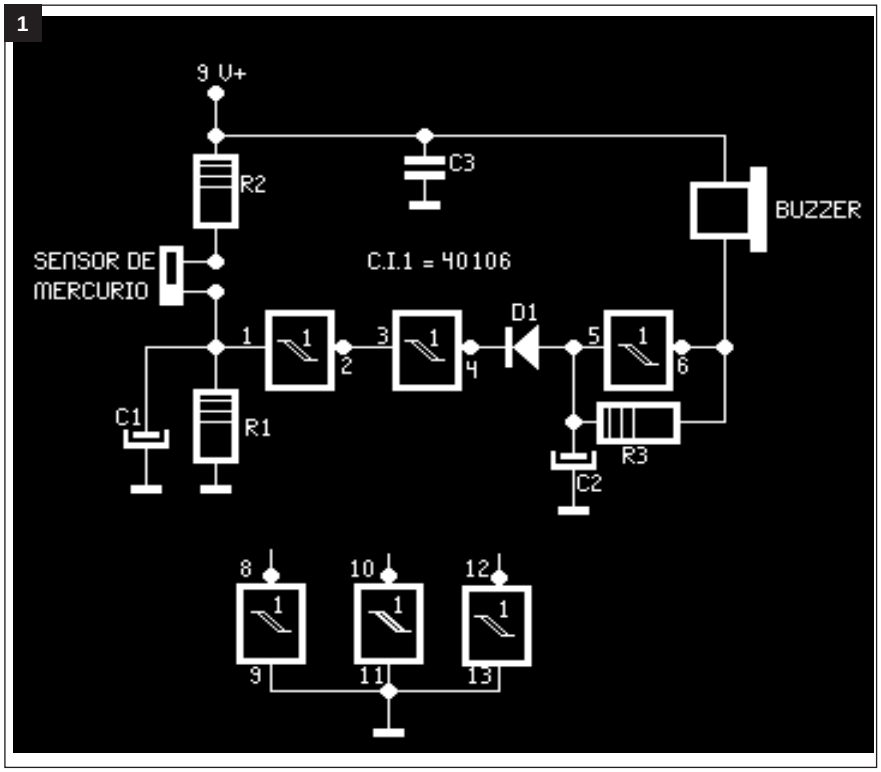
Por Horacio D. Vallejo

El circuito que proponemos en este artículo, puede emplearse como alarma de movimiento en diferentes aplicaciones, ya sea para proteger una bicicleta o moto, para detectar la rotura de vidrios de una ventana, para alertar sobre el derrame de líquidos inflamables, etc.
Como sensor propiamente dicho se emplea una ampolla de mercurio de las que se consiguen en casas de telefonía (para los clásicos reed swiches). Debe tener en cuenta que los bordes de dicha ampolla no deben hacer contacto cuando el elemento a proteger esté en reposo y al menor movimiento, por desplazamiento del mercurio, se tenga una resistencia prácticamente nula que alerte sobre dicha condición.
En la figura 1 se da el circuito eléctrico de nuestro proyecto en el que se aprecia que como tensión de alimentación podemos emplear la provista por una batería de 9V.

LISTA DE MATERIALES

CI1 - 40106 - Integrado digital
D1 - 1N4148 - Diodo de uso general
R1 - 560kΩ
R2 - 1kΩ
R3 - 10kΩ
C1, C2 - 47µF x 16V - Electrolíticos
C3 - 100nF - Cerámico.
Sensor de mercurio común.
Buzzer piezoeléctrico

Varios:
Placa de circuito impreso, gabinete, bornes de conexión, estaño, etc.



Cuando se "activa" la ampolla de mercurio, el capacitor C1 se carga rápidamente a través de R2 y permite el disparo del oscilador formado por el inversor con entrada en la pata 5 del 40106. De esta manera, casi inmediatamente, el buzzer comienza a vibrar con una fercuencia que puede ser ajustada por medio de R3, que puede ser reemplazado por un potenciómetro de 25kΩ en serie con un resistor de 4k7, con el objeto de ajustar el sonido óptimo.

Si se abre la ampolla de mercurio, el oscilador sigue funcionado debido a la carga almacenada en C2, de tal modo que aunque se produzca un pequeño movimiento, el buzzer funcionará durante un período que puede ser alterado con el cambio de valor de C2. Para un tiempo de aproximadamente 1 minuto, este condensador debe ser de 100µF.

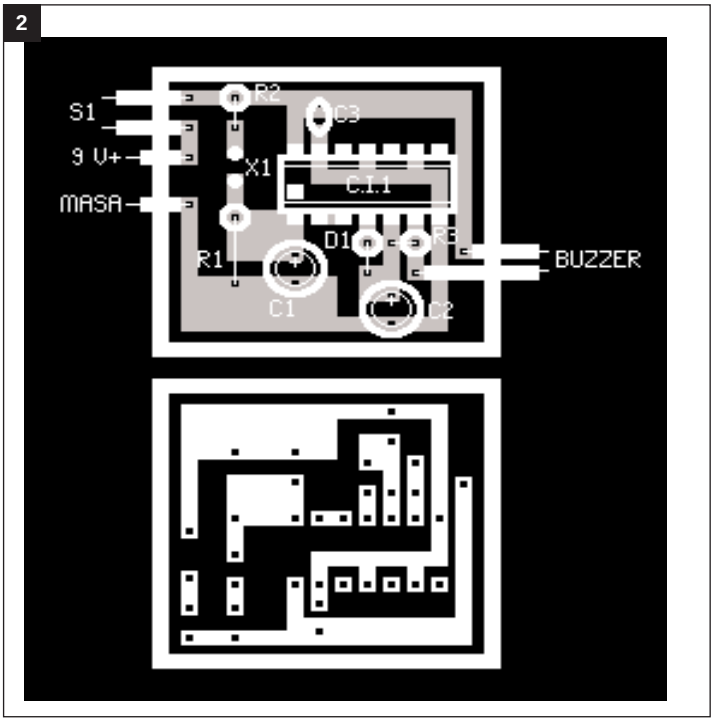
Para alterar el tiempo se puede colocar un potenciómetro de 1MΩ en serie con un resistor de 220kΩ en lugar de R1, dado que C1 se descarga sobre dicho resistor. Con R1 = 470kΩ y C1 = 47µF, el buzzer continuará sonando unos 30 segundos luego de que se hayan abierto los contactos del sensor de mercurio.

D1 es un diodo que se coloca para impedir que el capacitor C1 se descargue sobre R3, lo que desactivaría al oscilador antes de tiempo.

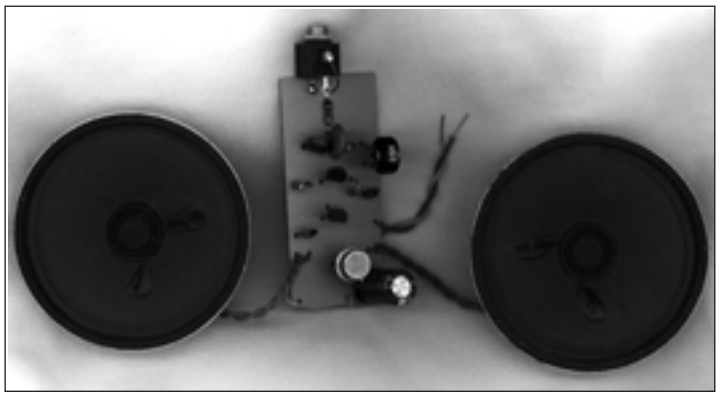
Las primeras compuertas del 40106 se emplean como bufers, mientras que las tres compuertas restantes quedan sin conexión.

El consumo del dispositivo cuando está disparado es inferior a los 15mA, con lo cual resulta portátil. Por este motivo, es ideal para ser empleado como dispositivo antirrobo en bicicletas u otros elementos que carezcan de fuente propia de energía eléctrica.

Como emplea pocos componentes, el tamaño es reducido, lo que permite ocultarlo fácilmente (en la figura 2 se puede apreciar el circuito impreso). Aun así, el sonido emitido por el buzzer es poderoso como para que pueda ser escuchado a distancias considerables. ✪



AMPLIFICADOR MULTIPROPOSITO
DE ALTO RENDIMIENTO



La mayoría de los amplificadores de audio de poca potencia empleados en receptores, reproductores de CD, instrumentos para el taller, etc. poseen poco rendimiento como consecuencia de tener que operar en clase A. El circuito que describimos, utilizando un parlante tanto en colector como en el emisor del transistor de salida, soluciona en parte este problema.

Por Horacio D. Vallejo

Los amplificadores de audio transistorizados, de uso frecuente y poca potencia, generalmente poseen bajo rendimiento como consecuencia de operar en clase A y presentar, además, un parlante en el camino de la corriente de emisor o de colector.

El circuito de la figira 1 ha sido diseñado para aumentar este rendimiento, colocando dos parlantes, uno en el camino de la corriente de colector y el otro que será atravesado por la corriente de emisor.

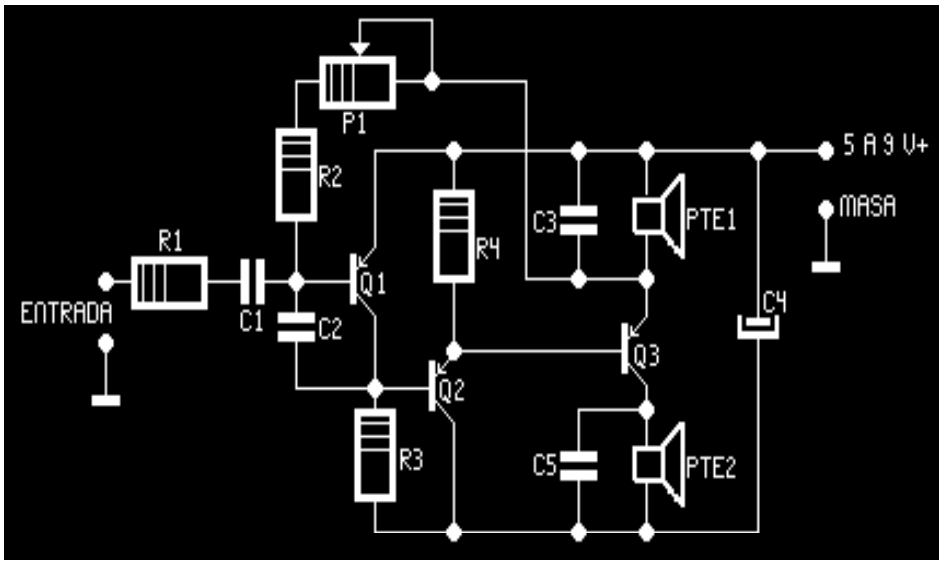
La primera pregunta que uno puede formularse es por qué no utilizamos un circuito integrado amplificador de audio para este propósito. La respuesta consiste en que, en primer lugar, no siempre tenemos la oportunidad de contar con estos componentes en caso de emergencia y, por otra parte, ecualizarlos para un uso específico, suele ser complicado si no se domina el tema.

La ventaja de nuestro proyecto es que puede emplearse cualquier transistor PNP de baja potencia como excitador y lo mismo sucede con el transistor de salida, que puede ser desde un simple BC641, hasta un clásico TIP31.

Q1 actúa como amplificador de tensión que alimenta un seguidor de emisor (Q2) que cumple la función de excitar al amplificador de salida (Q3).

Por supuesto, para evitar oscila-

1



ciones y obtener máxima fidelidad para toda la banda de audio, se ha dispuesto de una realimentación negativa provista por R2 y P1.

Un análisis detallado del circuito permite observar que la tensión de reposo del transistor de salida no depende de la tensión de alimentación, dado que está fijada por la tensión base emisor de Q1 y la caída en el parlante PT1. Con una tensión de trabajo de 9V se obtiene una potencia de salida total del orden de los 100mW reales (cerca de 800mW máximos) con una distorsión del orden de 0,1% en toda la banda de 15 a 20.000Hz.

Debe tener en cuenta que si va a alimentar el amplificador con una fuente de alimentación, la misma debe estar bien desacoplada, especialmente porque el lazo de realimentación está vinculado con el polo positivo de dicha feuente.

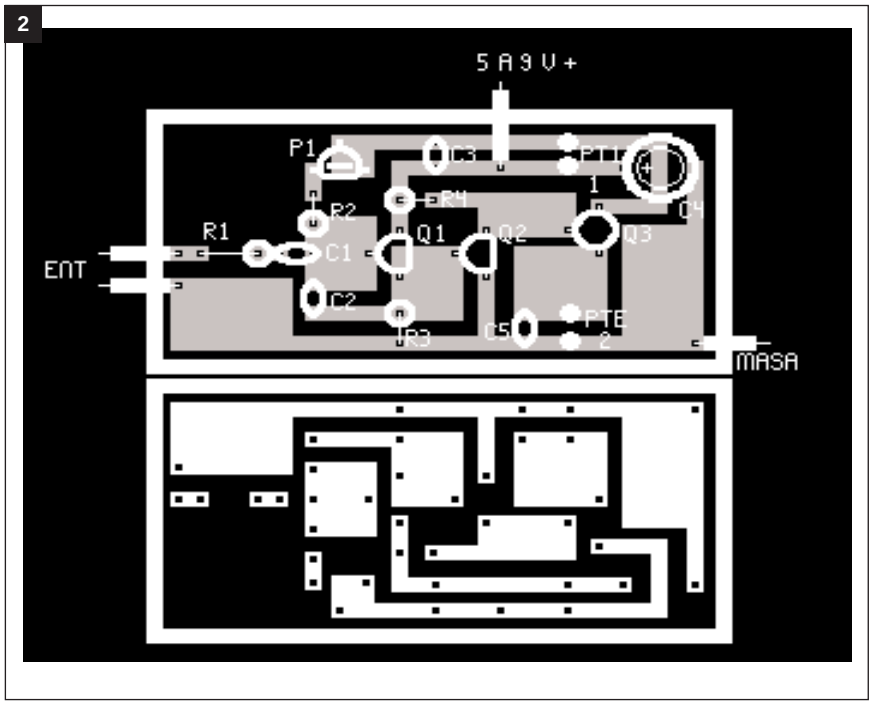
En ese caso conviene aumentar el valor de C4 a 2200µF y colocar en paralelo otro capacitor de 100nF.

Otro dato interesante es que la corriente total puede alcanzar los 130mA, por lo cual, en caso de emplear una batería, la misma no tendrá una vida prolongada.

El montaje no reviste consideraciones especiales; mostramos en la figura 2 el lay-out de la placa de circuito impreso para poder realizar el montaje.

Por último, digamos que Q3 no requiere disipador de calor. ✪

2



LISTA DE MATERIALES

Q1, Q2 - BC558B - Transistores PNP de bajo ruido.
Q3 - TIP31B - Transistor de potencia de audio.
P1 - Potenciómetro de 25kΩ.
R1, R2 - 56kΩ
R3 - 12kΩ
R4 - 68Ω
C1 - 220nF - Cerámico
C2 - 4,7pF - Poliester
C3, C5 - 10pF - Poliester
C4 - 470µF x 16V - Electrolítico.

Varios:
Placa de circuito impreso, gabinete, bornes de conexión, batería de 9V 0 fuente de alimentación, estaño, etc.

CAPTOR PARA GUITARRA

Describimos un circuito de captación para instrumentos de cuerda que incluye un preamplificador con control de volumen, graves y agudos. Posee alta sensibilidad y fidelidad, pudiendo ser empleado en sistemas profesionales.

Por Horacio D. Vallejo

El dispositivo que se presenta en este artículo consiste en un sistema de captación y un preamplificador con control de volumen, graves y agudos que puede ser acoplado a cualquier guitarra debido a la buena sensibilidad y fidelidad, con lo cual el sonido electrónico podrá ser aplicado a cualquier amplificador de baja o alta potencia.

El corazón del proyecto es el circuito integrado LM3900 que consiste en un preamplificador de alta fidelidad con controles de tono, que puede ser alimentado con una bateria de 9V.

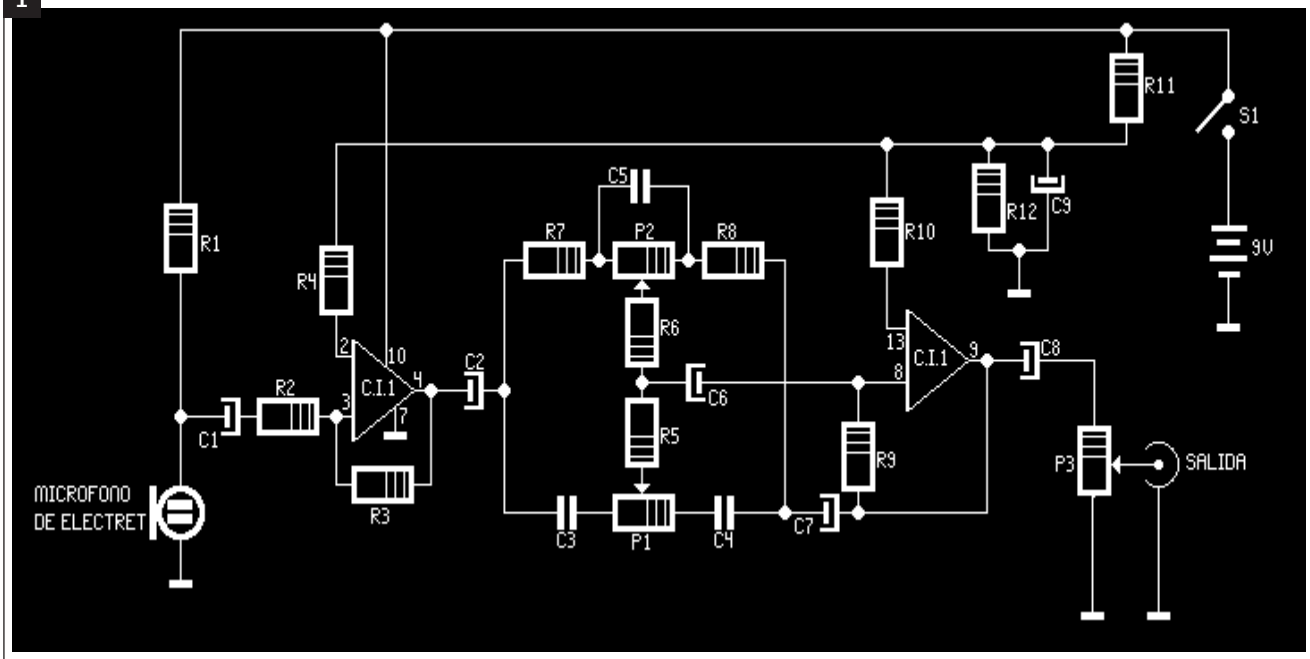
Para la captación del sonido se emplea un micrófono de electret de dos terminales, lo que no impide utilizar otro de tres terminales si se lo polariza a través de una resistencia de 1k5 a +Vcc.

El circuito eléctrico se muestra en la figura 1. Note que la complejidad del sistema es relativa, dado dado que se emplean solamente dos amplificadores internos del LM3900 (contiene 4 amplificadores operacionales compensados). Se debe tener en cuenta que los otros dos operacionales pueden ser empleados para construir otro canal y asi convertir el sistema en estéreo.

A los fines prácticos, digamos que en el banco de trabajo hemos experimentado con el LM324, que es más conocido por los lectores, pero no se ha obtenido una distorsión reducida en toda la banda de audio, en cambio, con la disposición que emplea el LM3900, se ha conseguido una distorsión inferior a 0,2% en toda la banda, cuando se lo ha alimentado con una batería de 9V.

El montaje no reviste consideraciones especiales, dado que el sistema es compacto y la red de ecualización que conforma el

1

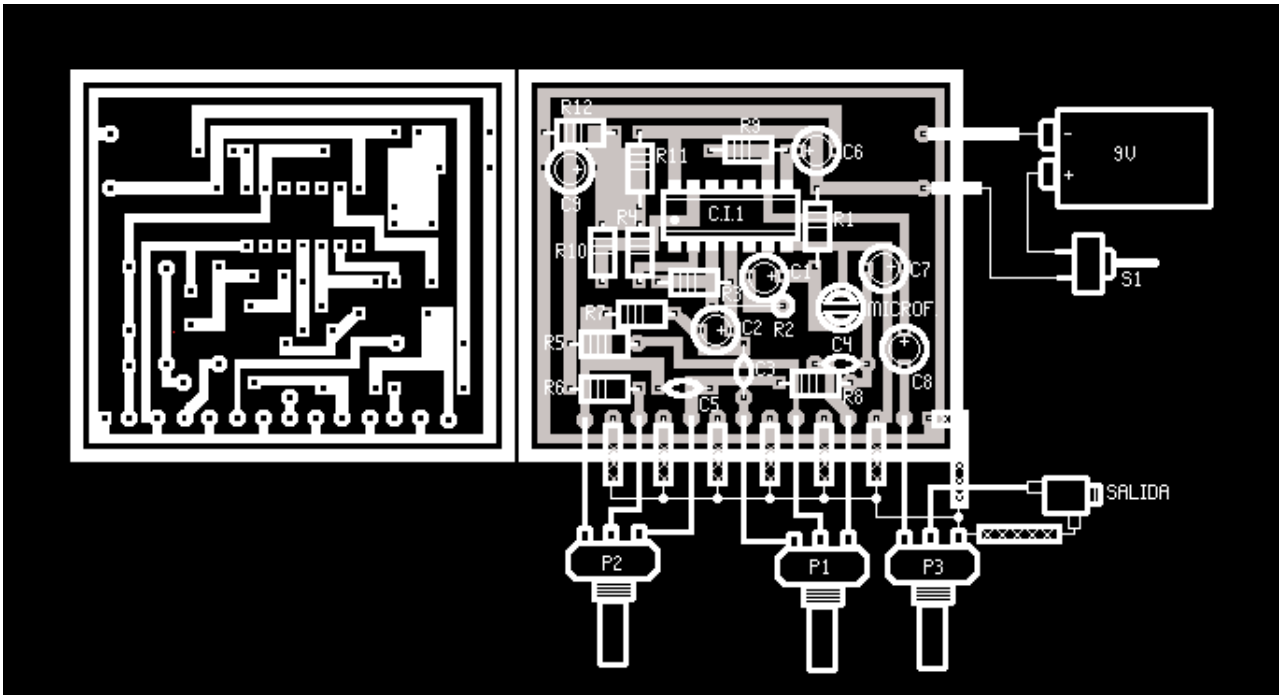


control de tonos se encuentra cerca del circuito integrado.

Se recomienda el uso de un zócalo para el integrado y una configuración para la placa de circuito impreso como la mostrada en la figiura 2.

El conjunto puede montarse dentro de la guitarra, se colocarán los controles de tono y volume de forma tal que queden cómodos para quien va a tocar el instrumento y se realizarán perforaciones pequeñas para no arruinar la acústica de la guitar-

2



ra. Para quien no está acostumbrado a este montaje, se recomienda colocar el captor en un gabinete adosado a la parte trasera de la guitarra para no tener que agujerearla, colocando el micrófono cerca de la "boca", por medio de un cable blindado de pequeño diámetro.

La conexión de salida del preamplificador hasta el amplificador de potencia debe ser realizada por medio de cable mallado apropiado, con el objeto de evitar ruidos e interferencia indeseadas.

Si va a utilizar este aparato en versión estéreo, puede instalarlo en un gabinete: coloque los micrófonos de electret con un cable mallado de hasta 5 metros de largo, de manera que puedan instalarse dichos captores en sendos instrumentos con el empleo de un solo preamplificador.

Una vez armado nuestro proyecto, conviene realizar una prueba de efectividad, para ello, se debe instalar la salida del captor a un amplificador de potencia y con ambos equipos conectados hablar por el micrófono, verificando que el sonido sea amplificado.

Posteriormente se colocará el micrófono cerca del instrumento, deberá ejecutarse una pieza musical para verificar la fidelidad de nuestro equipo. Por supuesto, debe actuar sobre los diferentes controles para certificar el correcto funcionamiento.

Una vez que esté seguro de que el equipo funciona correctamente, puede realizar la instalación definitiva. ✪

LISTA DE MATERIALES

CI1 - LM3900 - Circuito integrado.
P1, P2 - Potenciómetro de 100kΩ lineal.
P3 - Potenciómetro de 10kΩ lineal.
R1 - 1k5
R2 - 56kΩ
R3, R4 - 470kΩ
R5 - 4k7
R6 - 33kΩ
R7, R8 - 10kΩ
R9, R10 - 1M5
R11, R12 - 100kΩ
C1, C2, C6, C8 - 10µF x 16V - Electrolíticos.
C3, C4 - 2,2nF - Cerámicos
C5 - 0,47µF - Cerámico
C7 - 47µF x 16V - Electrolítico.
C9 - 100µF x 16V - Electrolítico.
S1 - Interruptor simple.
Micrófono de electretr.

Varios:
Placa de circuito impreso, gabinete, conectores, fuente, estaño, etc.

CUADERNO DEL TECNICO REPARADOR

FALLAS EN LOS SERVOS DE VIDEOGRABADOR PANASONIC MODELO 2004

ING. ALBERTO H. PICERNO
Ing. en Electrónica UTN - Miembro del cuerpo docente de APAE

CONTINUAMOS CON LAS REPARACIONES DEL SERVO DE CAPSTAN DE UN VIDEOGRABADOR PANASONIC 2004. ESTA VEZ SE TRATA DE UNA FALLA EN LA MODIFICACION DE NORMA CASERA AGREGADA AL SERVO.

1. LA ODISEA DE NUESTRO CLIENTE

Ulises, nuestro cliente, había comprado su videograbador Panasonic 2004 en un viaje a Miami y recordamos cómo, de regreso, se acercó a nuestro laboratorio para solicitar un presupuesto por modificación de norma. Como éste le pareció elevado, llevó su máquina a un colega que le realizó una modificación elemental, basada en uno de los tantos libros sobre el tema que se ven en las librerías técnicas. Se quedó contento con la ganga y usó su máquina como reproductor por mucho tiempo.

Un día Ulises quiso grabar de una señal de aire para un vecino y... ¡OH SORPRESA! El vecino no la pudo reproducir en su máquina. Ulises, suponiendo que se trataba de un cassette de mala calidad, no le dio mayor importancia al problema.

Hace poco tiempo Ulises volvió a viajar a Miami y compró un camcorder (eligió un Panasonic porque supuso que la compatibilidad con su video sería mejor). Realizó una filmación del cumpleaños de su hija y al final del mismo invitó a toda la familia a ver las escenas filmadas. Usó un adaptador de cassette VHSC a VHS y colocó la cinta filmada en su video que tiene conectada a un TV de 29” con sonido estéreo.

El desastre total, la imagen tenía un ruido fluctuante sobre la pantalla y el sonido parecía una canción de las ardillas (SIC).

Tozudo, nuestro cliente, no se desesperó, sacó el adaptador de cassette, retiró el cassette VHSC, lo colocó en el camcorder y lo reprodujo correctamente (sin sonido porque no conectó los auriculares y sin color porque el monitor de la cámara era B y N).

Está claro -se dijo- que es un problema del videograbador; si yo conecto el camcorder directamente al TV está todo solucionado. Tomó el conversor

de RF que acompaña la cámara y lo conectó a la entrada de antena del TV. Colocó el TV en el canal 4 y emocionado miró la pantalla, pero el resultado fue decepcionante: sólo ruido, como si estuviera fuera de canal. Cambió de canal en el TV y la señal no apareció. Miró el conversor y observó que decía FOR CHANEL 31 UHF, puso el TV en el canal 31 y nada, la condenada nieve se veía en la pantalla y el ruido blanco salía por los parlantes.

La familia se movía nerviosamente en sus sillas e intercambiaban guiños sobradores. La abuela se había quedado dormida en el sillón.

Nuestro cliente se acordó que su TV tenía entrada de audio y video y que el camcorder tenía salida de audio video. Buscó el cable que venía con el camcorder, lo conectó con una sonrisa al estilo Mona Lisa, pulsó audio/video del TV, la pantalla se oscureció, pulsó PLAY con los ojos cerrados y, por fin, el sonido hermoso en estéreo, abrió sus ojos lentamente para gozar del espectáculo, contento por haber demostrado su erudición en temas técnicos. Pero sólo fue una nueva frustración, la imagen era nítida pero en blanco y negro. Apretó el pulsador de color + del control remoto con todas sus fuerzas pero el color no apareció.

Cuando se volvió para dar excusas a su familia, comprendió la palabra abandono. Había quedado completamente sólo, transpirando sudor frío y con su autoestima por el piso.

2. VISITANDO EL PSICOLOGO ELECTRONICO

Ulises no pudo soportar el escarnio de su esposa e hijos y al día siguiente, domingo, buscando más el consejo del psicólogo que el del ingeniero, golpeó mi puerta. Me relató sus peripecias y, por último, expresó su duda existencial con la consabida pregunta de aquél que se encuentra vencido por las circunstancias:

¿En qué me equivoqué?

Tardé en armar una respuesta porque Ulises había cometido 3 errores mayores y varios menores. Me pareció que sus culpas serían difíciles de sobrellevar si no las diluía en el entorno de la complejidad de los artefactos electrónicos actuales.

Café de por medio, le contesté lo siguiente:

Tu primer error fue con respecto a la modificación del videograbador. Si nuestro presupuesto fue más alto debieras haber consultado el porqué. Para comparar hay que asegurarse de que los trabajos presupuestados son iguales; a tu máquina le hicieron el cambio mínimo que permite su uso como reproductor en velocidad SP.

Tu segundo error fue comprar un camcorder norma PALB cuando tu videograbador y tu TV son binorma PALN-NTSC. Y tu tercer error es de forma. Tu consulta debe ser previa a una compra. Si me hubieras consultado antes de comprar, y no después, te hubieras ahorrado muchos pesos.

3. LA ODISEA EXPLICADA

Voy a intentar que mis lectores puedan entender la odisea de Ulises. Su videograbador fue modificado según lo clásico que consiste en anular el servo de velocidad en PAL. Ver fig. 1.

Cuando la máquina está en PAL, Q2 se satura, la velocidad del capstan baja, el procesador de servos levanta la tensión de la pata 25 siguiendo la curva E error / F6 mostrada en la fig. 2, pero aún con la máxima tensión de salida del discriminador programable no se llega a darle la velocidad correcta al capstan. El divisor de tensión formado por R1+R2 y R3 deja la velocidad de traslación en alrededor de 20 mm/seg de manera que el control de fase suele tener suficiente rango para ajustar la velocidad en el valor correcto.

El lector debe notar que el discriminador de velocidad queda en la zona de saturación y, por lo tanto, no cumple con su función de ajuste automático. Sólo es una fuente de tensión continua que alimenta los resistores R6230 y R3. Pero, ¿qué tan estable es esta fuente? Tiene muy poca estabilidad, varía mucho con la temperatura y con la fuente de 5V. Entonces, ¿por qué motivo se la utiliza en la modificación de norma? Porque por la pata 25 se realiza la función de encendido y apagado del capstan.

Para mejorar la estabilidad se debe utilizar el circuito de la fig. 3 en donde la tensión de la pata 25 se regula con DZ1 y R5 y se ajusta con R1 y otros.

Cada máquina que se modifica debe ser ajustada del siguiente modo: A) cargar un cassette de prueba grabado en PAL SP, B) tapar la cabeza CTL con un pequeño cartón para que no capte los pulsos de control, C) pulsar PLAY, D) ajustar el preset para que las barras de ruido se transformen en ruido desparramado por toda la pantalla, que lentamente se reduce hasta obtener una imagen correcta y otra vez ruido, cambiando esta condición lentamente, E) por último se quita el cartón y se verifica el funcionamiento del tracking en condición de servo de capstan enganchado (si se realiza la modificación para las tres velocidades, el ajuste se debe realizar en cada velocidad).

Con este cambio la máquina quedará funcionando correctamente en PAL SP, LP y SLP tanto para reproducción como para grabación. No es conveniente, usando otra velocidad de grabación que no sea SP, tratar de ahorrar cinta, ya que el resultado será deficiente en calidad de imagen dado que la modificación no incluye el agregado de un retardo de 2 H para el

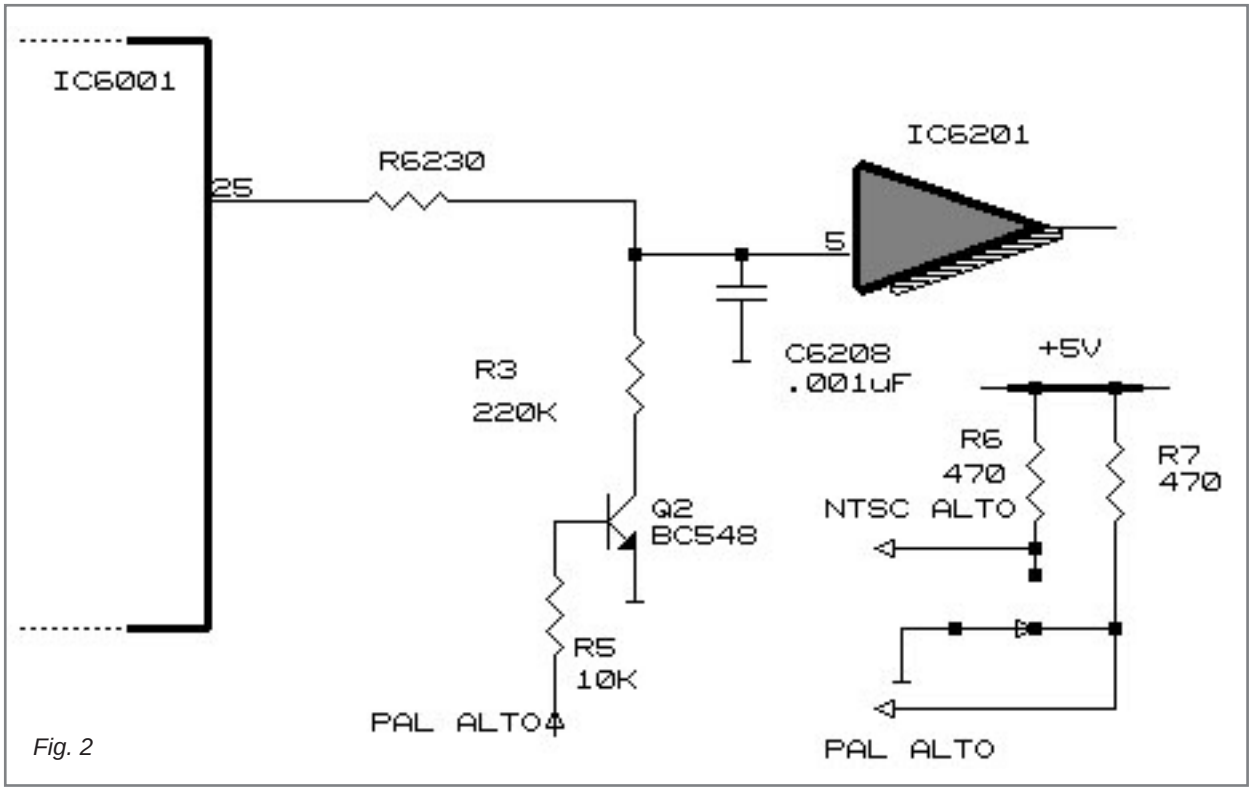


Fig. 2

circuito de CROSSTALK COLOR PAL.

Ulises había realizado la grabación para su vecino en velocidad SLP y esa grabación quedó fuera de velocidad de traslación, ya que el servo de fase no tiene suficiente rango para modificar la velocidad forzada en SP y llevarla a SLP.

Cuando Ulises filmó el cumpleaños de su hija utilizó la cámara en LP y tampoco pudo reproducir el cassette VHSC por una razón similar a la anterior. En este caso, para no tener que agregar una llave de cambio de velocidad manual de reproducción en el videograbador, simplemente reproducimos la cinta en una máquina de tres velocidades en PAL y la copiamos en la de Ulises a velocidad SP, luego de modificar el servo sólo para velocidad SP (Fig. 3 sin la llave de cambio de velocidad).

El misterio de la nieve en la pantalla cuando usó el modulador de RF es fácil de explicar.

El camcorder emite en el canal 31 de UHF, que es el utilizado normalmente en Europa para los videograbadores y videocámaras, ya que la máquina que compró es una PALB. El TV estaba predispuesto para canales de cable y cuando seleccionó el canal 31 quedó en un canal de la superbanda de VHF, utilizado sólo para la teledifusión por cable. De cualquier manera el TV tiene la banda de RF correspondiente a América y el videograbador la correspondiente a Europa. En una y otra banda, el canal 31 no es el mismo.

Al conectar audio video de la cámara al TV, el sonido funciona correctamente ya que es transmitido como señal de audio.

El sincronismo es correcto porque Europa tiene las mismas frecuencias de barrido que Argentina,

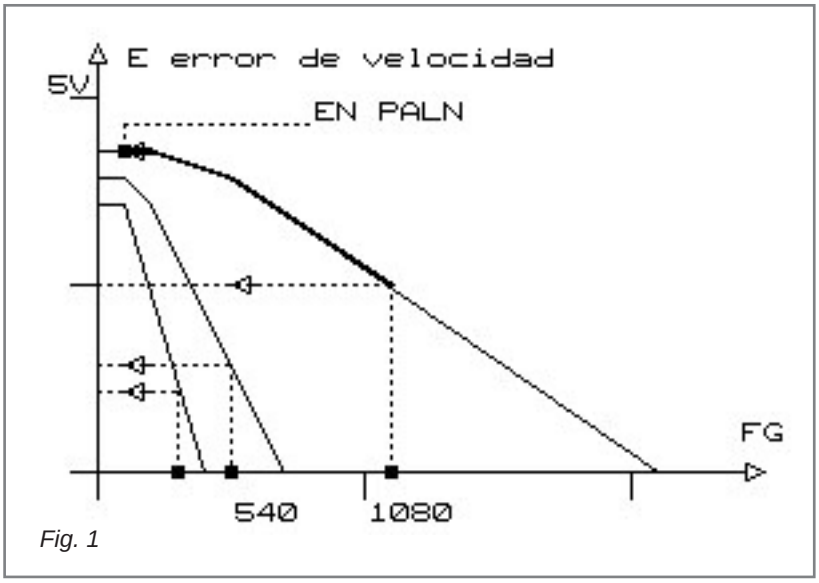


Fig. 1

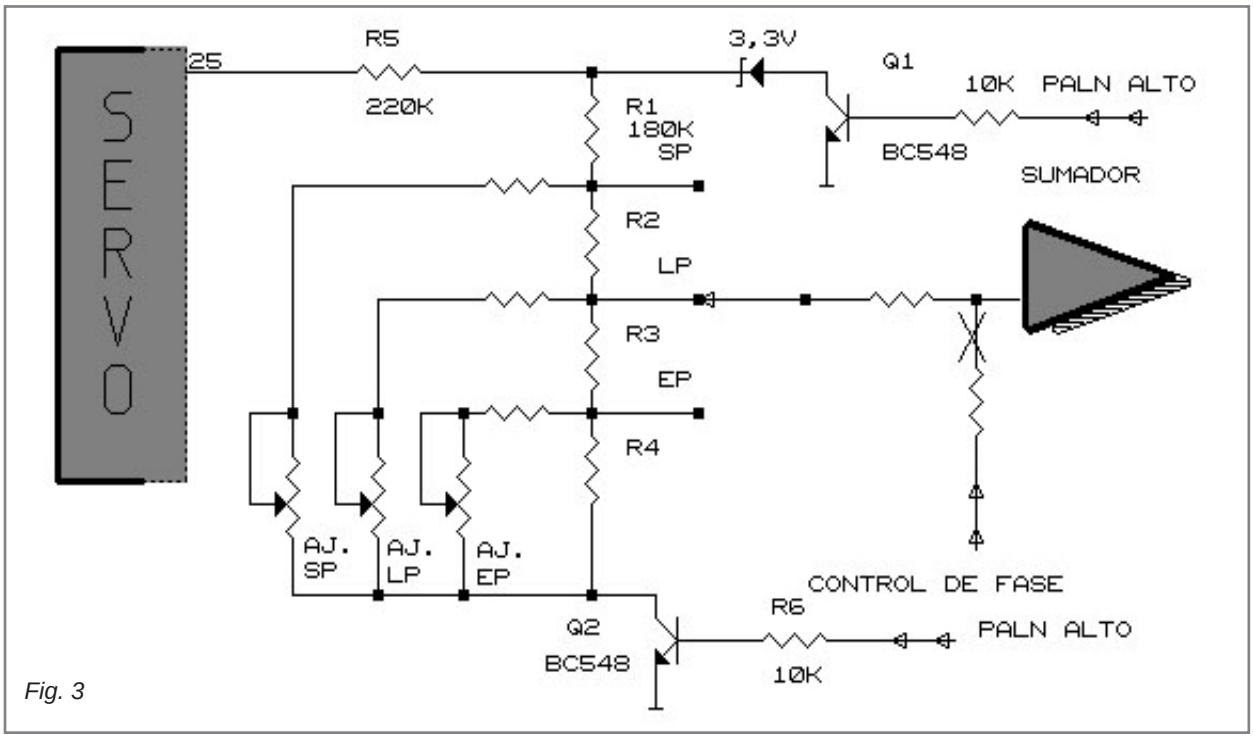


Fig. 3

pero la subportadora de color tiene otra frecuencia, por eso Ulises sólo pudo observar en blanco y negro.

4. LA REPARACIÓN

En este caso el trabajo a realizar debe ser conversado con el cliente, ya que el mismo puede variar en función de las prestaciones que éste le exija al sistema. La cámara siempre se deja original, ya que su modificación no es prácticamente posible. Nos queda el TV y el videograbador.

Si el cliente desea reproducir en una video NTSC/PALN las cintas grabadas en un camcorder PALB no va a tener ningún problema, ya que el formato de grabación en ambas normas es idéntico. El único problema ocurre si su máquina tiene velocidades de grabación LP y EP (que no es común en máquinas PALB ya que la única velocidad reconocida para la norma PALB es la SP), el videograbador deberá reconocerlas. Esto último implica realizar una modificación de norma del servo de velocidad con circuito PLL que sale mucho más cara que la modificación normal o colocar en alguna parte del gabinete una llave de 3 posiciones para variar en forma manual la velocidad del capstan en PAL (Fig. 2 completa).

Como ya dijimos, Ulises nos pidió sólo la modificación para SP ya que pensaba grabar con su camcorder sólo en esa velocidad.

Si el cliente desea ver los cassette directamente desde el camcorder al TV se debe modificar el TV a fin de hacerlo trinorma PALN - NTSC - PALB pero no tiene mayor sentido, teniendo entrada A/V, entrar al TV por RF; por lo tanto, agregando un cristal para PALB, se realiza sólo el cambio de la subportadora color de la etapa de CROMA.

5. FICHA DE REPARACIÓN

Continuando con la costumbre introducida en la entrega anterior adjuntamos la ficha de reparación N° 2. ✪

EQUIPO: VIDEOGRABADOR
MARCA: PANASONIC
MODELO: 2004
FALLA: REPRODUCCION DEFICIENTE CON BARRAS DE RUIDO MOVILES POR LA PANTALLA Y SONIDO CORRIDO EN FRECUENCIA
COMPONENTE/S: CIRCUITO DE MODIFICACION DE NORMA CORRESPONDIENTE AL SERVO DE VELOCIDAD DE CAPSTAN
Y/O
REEMPLAZOS: SE AGREGA UN DIODO ZENER, DOS RESISTORES Y UN TRANSISTOR

Fig. 4

CURSO DE TV COLOR: LAS SEÑALES DE DEFLEXION

Capítulo 13

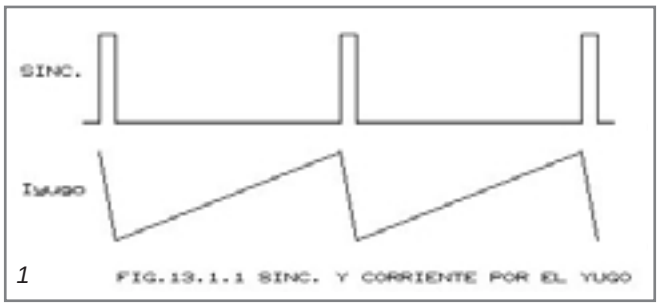
ING. ALBERTO H. PICERNO
Ing. en Electrónica UTN - Miembro del cuerpo docente de APAE

EN EL CAPITULO ANTERIOR LLEGABAMOS A LA OBTENCION DE LOS PULSOS DE SINCRONISMO VERTICAL Y HORIZONTAL, EN ESTE CAPITULO EXPLICAREMOS COMO, A PARTIR DEL PULSO VERTICAL, SE PRODUCE LA SEÑAL DE DEFLEXION QUE INGRESA AL YUGO.

13.1 INTRODUCCION

La función del oscilador y la etapa de salida vertical de un TV es muy simple. Deben convertir el pulso de sincronismo vertical en una rampa de corriente que circula por el yugo. El pulso de sincronismo marca el final de la rampa que debe crecer en forma constante con un valor tal, que haga viajar el haz desde el borde superior al borde inferior de la pantalla (más un sobrebarrido de un 5 %). Ver fig. 13.1.1.

Esto, que parece tan sencillo, involucra el uso de amplificadores de potencia, amplificadores de señal, osciladores RC, redes de realimentación lineales y alineales, generadores de rampa, etc. que hacen de esta etapa un bloque muy complejo, que sufrió varios cambios desde los comienzos de los TV transistorizados de B y N hasta la actualidad.



1 FIG.13.1.1 SINC. Y CORRIENTE POR EL YUGO

13.2 SINCRONISMO DIRECTO Y POR CONTADOR

El pulso de sincronismo podría usarse para operar un transistor usado como llave, genera de ese modo una rampa que, luego de amplificarla, alimenta directamente al yugo. Ver fig. 13.2.1.

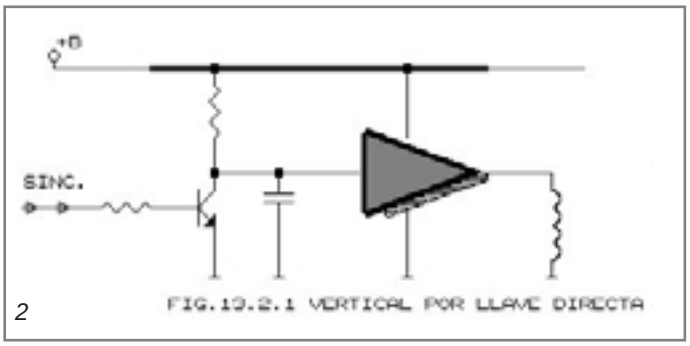
Esta disposición tan simple adolece de un grave problema. Cuando el televisor está fuera de canal no existen los pulsos de sincronismo y, por lo tanto, la pantalla mostrará una línea horizontal blanca brillante en su centro, que puede dañar el fósforo de la pantalla del tubo.

La disposición utilizada debe incluir un oscilador, que no requiera la existencia de los pulsos de sincronismo para excitar el amplificador de

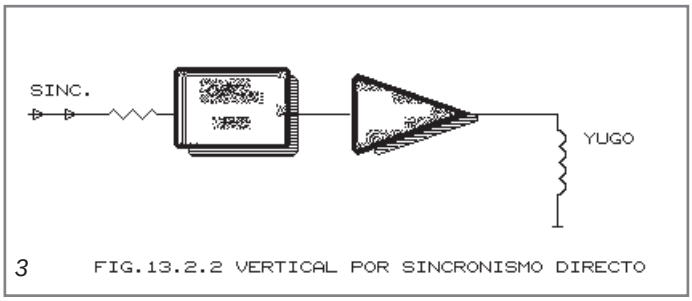
salida. En este caso los pulsos de sincronismo sirven para mantener al oscilador enganchado. Ver fig. 13.2.2.

Los nombres de estos dos últimos circuitos pueden traer confusión, pero los damos así porque están aprobados por la costumbre. El circuito de la fig. 13.2.2 se llama de sincronismo directo, en tanto que el de 13.2.1 se llama de llave directa.

Existe una tercera posibilidad que se utiliza en los receptores más modernos y que se llama "por contador". Ocurre que la deflexión horizontal también requiere de un oscilador y, como ya estudiamos en capítulos anteriores, las frecuencias de horizontal y vertical mantienen una relación estricta; por lo tanto, no es extraño que utilizando un contador alimentado por el oscilador horizontal se obtenga un pulso vertical de excitación que cumple con la condición requerida: no se corta fuera de canal. Esta manera de generar el pulso de excitación será analizada con más detalle en próximos capítulos. Aquí continuaremos con los circuitos convencionales que cuentan con un oscilador RC.



2 FIG.13.2.1 VERTICAL POR LLAVE DIRECTA

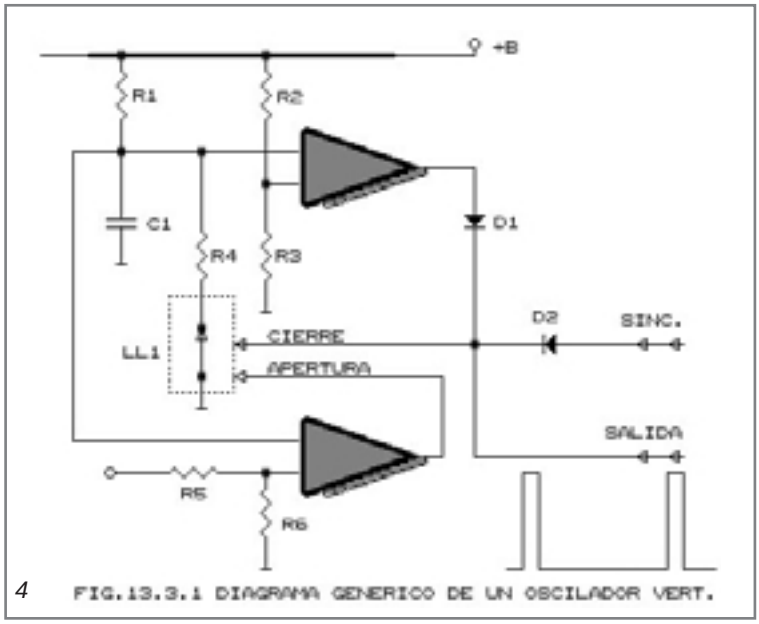


3 FIG.13.2.2 VERTICAL POR SINCRONISMO DIRECTO

13.3 EL OSCILADOR VERTICAL POR RC

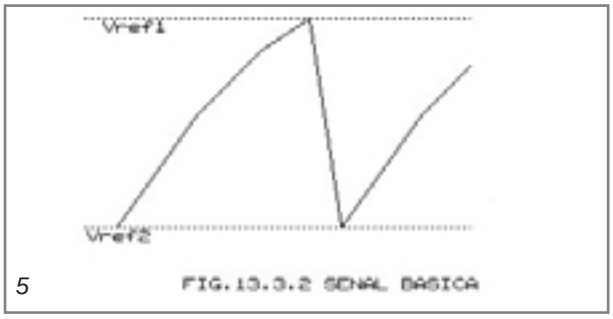
Existe una gran cantidad de osciladores por RC de los cuales sólo analizaremos uno como ejemplo. Lo más importante es entender el funcionamiento genérico de un oscilador vertical ya que, en la actualidad, todos los osciladores se encuentran integrados y sólo se necesita verificar los componentes externos que suelen ser muy pocos.

Todos los circuitos pueden descomponerse según el diagrama genérico mostrado en la figura 13.3.1.



4 FIG.13.3.1 DIAGRAMA GENERICO DE UN OSCILADOR VERT.

El circuito combina dos amplificadores operacionales, un sumador a diodos y una llave electrónica. A pesar de su complejidad, su funcionamiento es simple. Comencemos la explicación con el capacitor C1 descargado. El comparador COMP 1 tiene su entrada + por debajo de la negativa y, por lo tanto su salida es baja, manteniendo la llave LL1 abierta (CIERRE baja). El comparador COMP 2 tiene su entrada - por debajo de la positiva, por lo tanto su salida es alta, confirmando que la llave LL1 está abierta (APERTURA alta). En esta condición C1 comienza a cargarse a través de R1 con una tensión exponencial; cuando la tensión de carga llega a VREF1, el comparador 1 accionando el cierre de la llave LL1, produce la descarga del capacitor a través de R4. El proceso de descarga se realiza hasta que la tensión de la pata inversora de COMP2 provoca la apertura de la llave, momento en que comienza un nuevo período de carga.



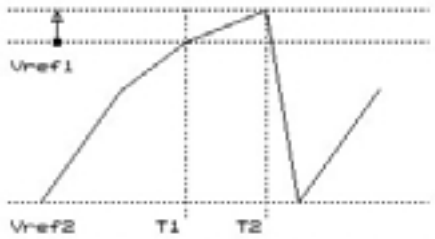
5 FIG.13.3.2 SEÑAL BASICA

En el funcionamiento anterior se sobreentiende que no existen pulsos de sincronismo vertical; esta condición es la llamada oscilación libre. La frecuencia de trabajo para tensiones VREF1 y VREF2 fijas

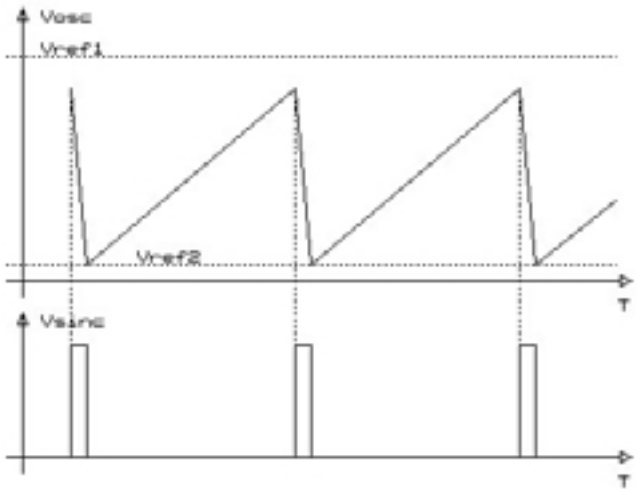
sólo depende de los valores de R1 y C1, y en menor medida de R4. Por lo general, R1 es una rama variable formada por un preset y un resistor fijo que permiten realizar un ajuste fino de frecuencia.

Un detalle a tener en cuenta es que la amplitud de la señal no varía con la frecuencia; siempre se obtiene un valor máximo igual a VREF1 y un mínimo igual a VREF2. Ver fig. 13.3.2.

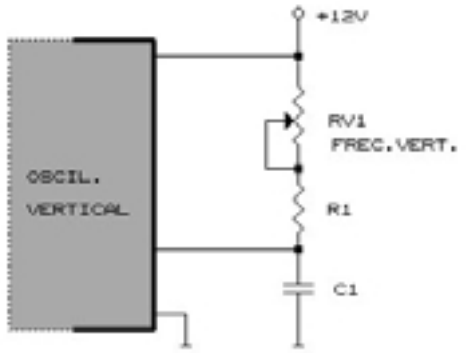
En cambio, si se modifican las tensiones de referencia se producirá un cambio en la frecuencia libre. Ver fig. 13.3.3.



6 FIG.13.3.3 VARIACION DE Vref



7 FIG.13.3.4 EL OSCILADOR EN PRESENCIA DE SINC.



8 FIG.13.3.5 PERIFÉRICOS DEL OSC.VERT.

Para un correcto funcionamiento del sistema, la frecuencia libre se ajusta en un valor ligeramente inferior a la frecuencia del sistema (por ejemplo 45Hz para PALN y 55Hz para NTSC).

En la anterior figura 13.3.1 se puede observar que el cierre de la lleve LL1 se puede efectuar por la salida de COMP1 y el diodo D1 o por el pulso de sincronismo que llega por el diodo D2. Como los pulsos de sincronismo tienen una frecuencia de 50 ó 60Hz llegarán en forma anticipada a la orden de cierre y el sistema comenzará a funcionar en el modo enganchado.

En la figura 13.3.4 se pueden observar los oscilogramas de tensión sobre C1 y el pulso de sincronismo vertical.

Por lo tanto, en ausencia de pulsos de sincronismo (fuera de canal) la única variante de la salida del generador vertical es un mínimo cambio de frecuencia, pero el barrido se mantiene presente.

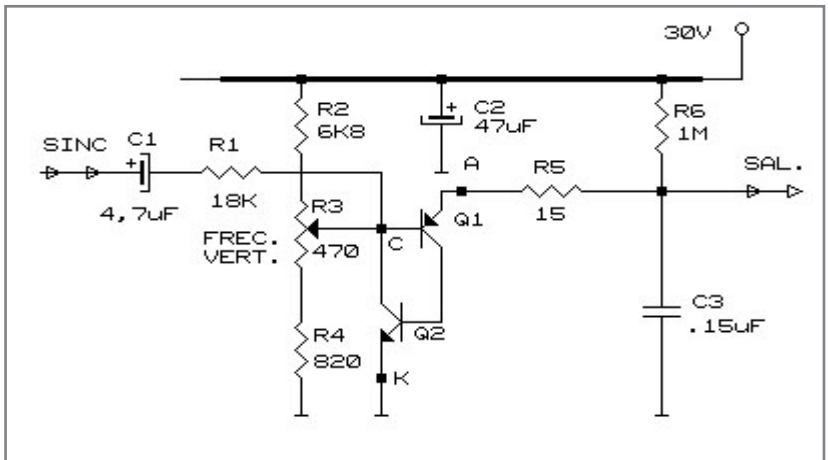
En la mayoría de los circuitos integrados, los únicos elementos externos son el resistor y el capacitor formados de la base de tiempo (R1 y C1 de la fig. 13.3.1). Por lo tanto, a los efectos de una reparación de un oscilador vertical, el técnico tiene una disposición como la observada en la fig. 13.3.5.

El correcto funcionamiento del oscilador vertical se determina simplemente conectando un osciloscopio sobre C1 y observando la amplitud y frecuencia de la señal fuera de canal y con un canal sintonizado; la reparación consiste sólo en medir RV1, R1 y C1 con un téster. Si están en correctas condiciones el problema está en el circuito integrado.

En algunos TV color de 10 años atrás, toda la etapa vertical estaba realizada con elementos discretos y nuestro estudio no estaría completo si no analizamos por lo menos, un circuito representativo, que puede ser un circuito de Philips llamado oscilador vertical con tiristor simulado. Ver fig. 13.3.6.

La combinación de Q1 y Q2 forma un tiristor simulado, con sus terminales K, A y C marcados en el circuito. El funcionamiento es sencillo: el divisor de tensión R2, R3 y R4 genera una tensión continua de aproximadamente 4V con el preset en posición central. En el arranque C3 está descargado y el emisor de Q1 (ánodo del tiristor) tiene menos tensión que la base (compuerta del tiristor); tratándose de un transistor PNP permanecerá cortado dando lugar a la carga del capacitor por R6 desde la fuente de 30V.

Cuando el punto A llegue a un valor de 4,6 V, Q1 se hace levemente conductor, circula corriente de base por Q2 que se satura y reduce la tensión del divisor reforzando la condición de Q1. Este proceso realimentado hace que ambos transistores se saturen provocando la descarga de C3 por medio de R5 (de bajo valor). Los transistores continuarán en su estado de conducción hasta que C3 se descargue a un valor de tensión tan pequeño, que las corrientes de base de ambos transistores no les permitan man-



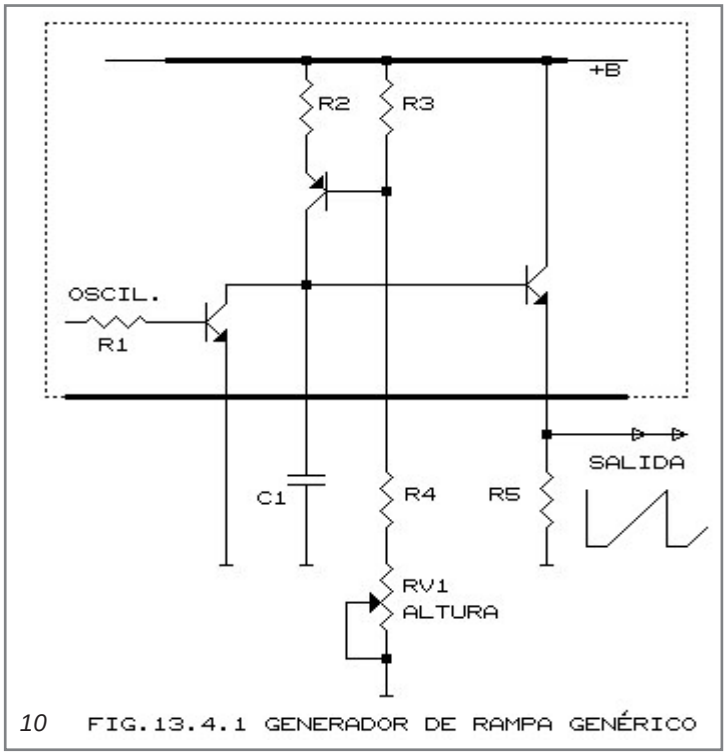
9 FIG.13.3.6 OSCIL.VERT. CON TIRISTOR SIMULADO

tener el estado de saturación y pasen rápidamente al corte, cuando la tensión de C aumente hasta el valor entregado por el divisor resistivo. En estas condiciones comienza un nuevo proceso de carga de C3.

Lo anteriormente descripto es el proceso de oscilación libre. Pero si antes de iniciarse la descarga natural, se introduce un pulso de sincronismo invertido en la compuerta del tiristor, el proceso de descarga se inicia más temprano y sincroniza el generador.

Este oscilador cumple en realidad dos funciones, la de oscilador y la de generador de rampa, ya que sobre C3 se genera una rampa con buena linealidad debido a que la fuente de alimentación tiene un valor 8 veces mayor que la tensión de pico generada sobre C3.

La frecuencia se modifica con R3 pero hay que tener en cuenta que en este caso cambia también la tensión de salida del oscilador.



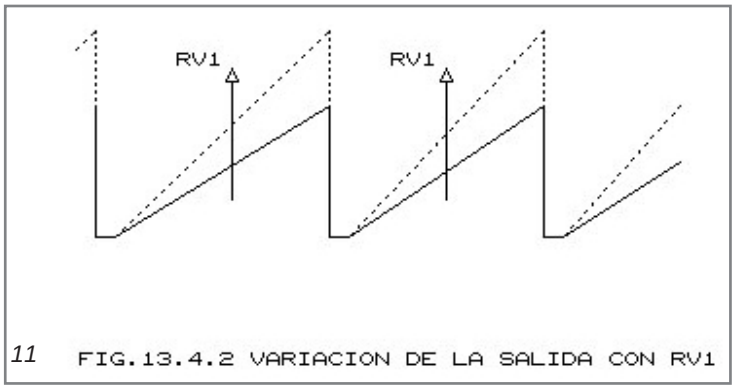
10 FIG.13.4.1 GENERADOR DE RAMPA GENÉRICO

13.4 EL GENERADOR DE RAMPA

Si volvemos a nuestro circuito integrado genérico de la fig. 13.3.1 nos encontramos con que la salida del mismo es una señal rectangular que, de ningún modo es apta para excitar al amplificador de salida vertical. Se impone, por lo tanto, una etapa formadora de una rampa.

Apoyado en los conocimientos de los capítulos anteriores sabemos que un transistor es un generador de corriente constante, con este criterio se puede decir que un generador de rampa genérico es el indicado en la fig. 13.4.1.

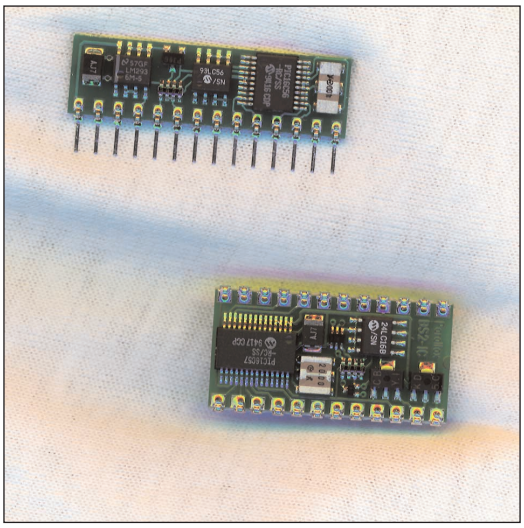
Cuando el oscilador pasa al estado bajo, C1 se carga a corriente constante dando lugar a una rampa creciente. La corriente de carga está determinada por los valores de R2, R3, R4 y el preset RV1. Al cambiar la corriente cambia la pendiente de la rampa y como el tiempo destinado al crecimiento es fijo, esto significa que la amplitud pico a pico puede variarse con RV1. Ver fig. 13.4.2. La señal obtenida sobre el capacitor C1 se aplica a un transistor en disposición colector común, para obtener baja impedancia de salida y poder excitar al amplificador de potencia. La funcion de éste es excitar al yugo para producir la deflexión vertical. Así como el control de volumen de un amplificador de audio ajusta la potencia aplicada a los parlantes, el control de altura ajusta la potencia aplicada al yugo. ✪



11 FIG.13.4.2 VARIACION DE LA SALIDA CON RV1

PICs

SISTEMAS DE CONTROL PARA ROBOTS AUTONOMOS



La aparición de microcomputadoras, maquinas inteligentes, sensores y fuentes de energía compactas hacen que en los siguientes años se desarrollen robots autónomos para la realización de una amplia gama de tareas. En este artículo se analizarán las características técnicas, herramientas y algoritmos para las Basic Stamps y los microcontroladores PICs.

Por Gustavo Raimondo

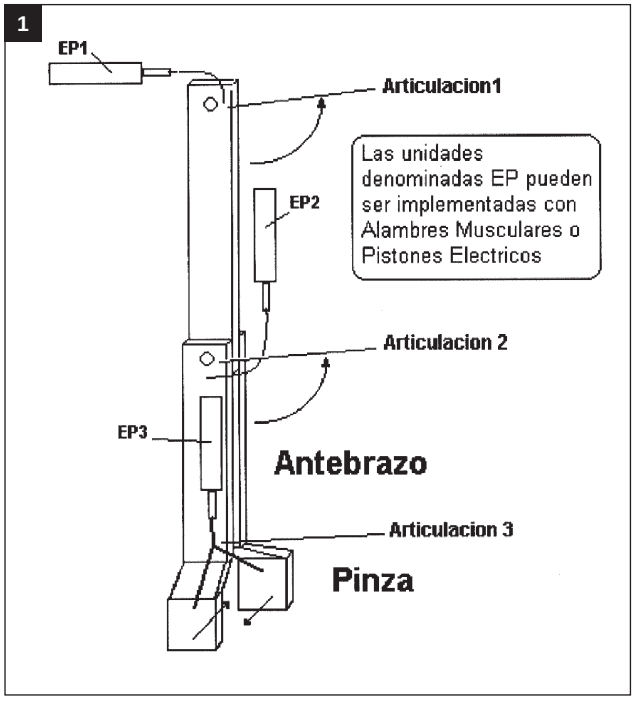
Más que reemplazar la experiencia humana e inteligencia, los robots serán muy útiles para desarrollar tareas muy repetitivas, peligrosas o en algunos casos imposibles para realizar por el ser humano.

Estas máquinas utilizarán técnicas de programación de "subsubtion". Esta técnica permite a máquinas simples no sólo exhibir conductas complejas sino también realizar tareas en el mundo real.

Estos robots no concentrarán su inteligencia en su unidad central. Tienen definidas las funciones operativas de cada una de sus partes y cómo interactúa cada una de ellas con las restantes y con el medio exterior. El robot no posee un modelo interno de su campo de acción, como sucede en los sistemas de inteligencia artificial, en cambio utiliza sus sensores para obtener la mejor imagen del mundo exterior.

Una topología típica de un robot estará compuesta por una unidad central de merodeo y otras unidades que por ejemplo se encarguen de la locomoción y operaciones especificas locales. Cada una de estas partes podrán tener un sistema de control que posea entradas/salidas hacia las otras unidades (entradas de campo a través de sus sensores y salidas para sus actuadores). La disgregación de un problema lógico global en diferentes subproblemas hace que la lógica y los niveles de integración de los dispositivos utiliza-

dos en cada unidad sean mucho más económicos y fáciles de diseñar. Cada una de estas unidades puede ser implementada con Basic Stamps, microcontroladores PICs, dispositivos de lógica programable, etc.



¿Qué son las Basic Stamps?

Las Basic Stamps son microcomputadoras muy fáciles de utilizar y programar. Tienen el tamaño de un circuito integrado, y contienen un microcontrolador en su interior, cristal, memoria, líneas de entrada, salida digitales y hasta un regulador interno de 5 voltios. Son reprogramables, nos permiten reutilizar la misma estampa para distintos proyectos o para realizarle mejoras al que estamos implementando. Son como pequeños PLCs.... Lo mejor de todo, es que el lenguaje BASIC de las "estampas" está orientado a robótica y control de procesos, lo que le permitirá escribir rápidamente programas para robots y otras aplicaciones que requieran enviar o recibir datos serie, leer sensores analógicos y digitales, realizar cálculos, operar motores, etc. Además, al tener una memoria del tipo regrabable eléctricamente EEPROM, podrá realizar sus modificaciones instantáneamente a través de un cable de conexión a PC.

Existen dos modelos, una es la BASIC STAMP I y otra la BASIC STAMP II.

La uno posee 8 entradas/salidas de propósito general, 256 bytes de memoria de programa (equivalente a 100 instrucciones BASIC), y un reloj de 4 Mhz. La estampa dos, posee 16 líneas de entrada salida para uso general, 2.048 bytes de memoria de programa (hasta 600 instrucciones Basic), un reloj de 20 Mhz, y un set de instrucciones expandido para generación de tonos telefónicos y comandos X10.

¿Cómo se programan las Basic Stamps?

Todo lo que Ud. necesita para programar estas potentes microcomputadoras es un paquete de desarrollo, una PC con sistema DOS, un Port paralelo y un Port serie RS232. El paquete de desarrollo está compuesto por un editor, el cual le permitirá escribir los programas en Basic, un "debugger" el cual le permitirá recibir mensajes y monitorear el estado de la estampa mientras esta corriendo la aplicación programada.

Además incluye todos los cables de programación para la stampa I y II.

¿Qué hace falta para poner en marcha un sistema?

1. Se debe editar el programa en Basic.
2. Se conecta la stampa al ca-

	Basic Stamp I	Basic Stamp II
EEPROM	256 bytes	2048 bytes
RAM	14 bytes	26 bytes
Velocidad de clock	4 Mhz	20 Mhz
Velocidad de programa	2000/seg	4000/seg
Maxima velocidad de transmisión de datos serie	2400 Baud	50k bytes
Encapsulado	14 Pines en línea	24 Pin DIP
Conexión a PC para prog.	Paralell	serial
Tamaño	3.1 x 0.9 cm	2.7 x 1.3 cm

ble de programación.

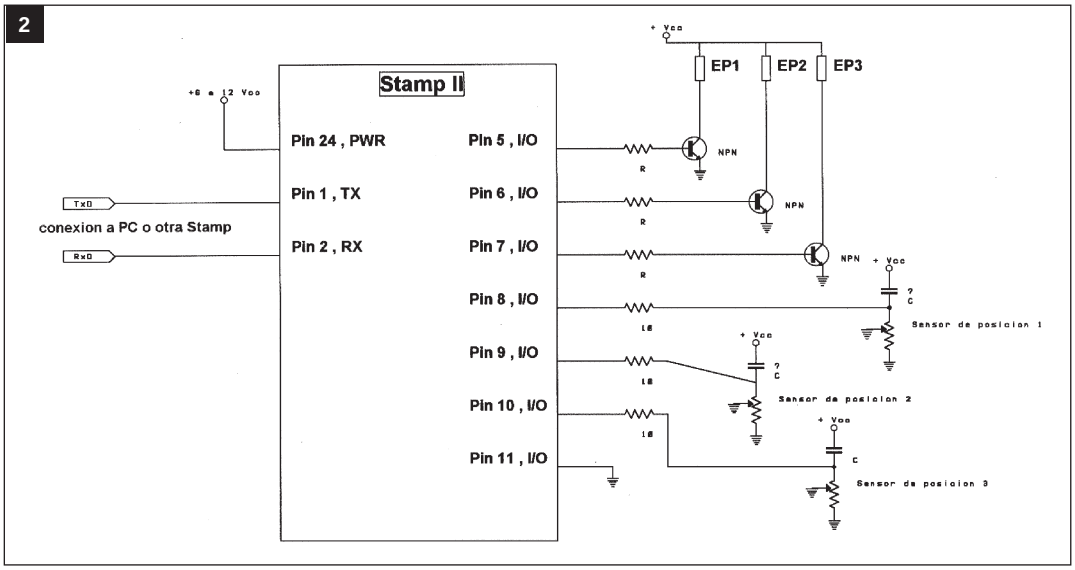
3. Se baja el programa de la PC a la estampa.

4. Para que la estampa funcione requiere solamente de alimentación.

Las características principales se dan en el cuadro de la página anterior.

El lenguaje Basic Incluye instrucciones de salto a subrutinas, condicionales, go to; For next; operaciones lógicas y matemáticas, suma, división, multiplicación, etc...; funciones de bajo consumo, sonido, acceso a memorias EEPROM serie y funciones de entrada/salida.

Las funciones de entrada/salida más se dan en el cuadro 1.



Ejemplos y aplicaciones

Supongamos que tenemos un robot constituido por varias partes conectadas todas ellas por medio de un canal de comunicaciones sincrónicas (como podría ser RS232, RS422, RS485). El cual posee como una de sus partes un brazo articulado controlado por una Basic Stamp con capacidad para controlar tres actuadores (Alambres Musculares, Pistones Eléctricos, etc..) y leer tres sensores analógicos (implementados con potenciómetros) de rotación de cada articulación. Con un diagrama funcional sintetizado como el de la figura 1.

El diagrama circuital podría ser el mostrado en la figura 2

Algoritmo de control en Basic:

El programa mostrado en el cuadro 3, hará trabajar al controlador como una unidad independiente la cual aceptará parámetros de posición a través de una comunicación serie RS232 desde otra Stampa o desde una PC. Se les da un nombre a los pines

Este ejemplo trata de mostrar que fácil es la implementacion de sistemas de control con este tipo de dispositivos. El algoritmo puede ser mejorado mucho más para lograrse un funcionamiento eficiente y con interacción real con otros sistemas equivalentes. ✪

Cuadro 1

Entrada/salida digitales

INPUT setea un pin como entrada
OUTPUT setea un pin como salida
REVERSE si un pin esta como entrada lo setea como salida y viceversa.
LOW pone un pin a nivel logico 1.
HIGH pone un pin a nivel logico 0.
TOGGLE setea el pin como salida y en estado toggle
PULSEIN mide el ancho de un pulso de entrada
PULSOUT genera un pulso de salida de duración determinada por software
BUTTON lee una botonera y realiza operaciones de salto condicional según el estado de esta.
SHIFTIN lee un registro paralelo/serie , lee datos sincrónicos serie.
SHIFTOUT saca datos en forma serie
COUNT cuenta una cantidad de ciclos aplicados a un pin durante un determinado tiempo (0-125 Khz).

Comunicaciones serie (RS232)

SERIN entrada de comunicaciones asincrónicas, para comunicacion con PCs u otros dispositivos
SEROUT salida de comunicaciones sincrónicas, para comunicacion con PCs u otros dispositivos

Entrada/salida analógica

PWM salida modulada por ancho de pulso, puede ser utilizada para sacar una tensión de 0-5v por cualquier pin utilizando un capacitor y un resistor
POT lee potenciometros y sensores resistivos (5-50k); y devuelve como resultado la escala.
RCTIME Mide el tiempo de carga y descarga de circuitos RC

Cuadro 3

```
symbol      EP1 = pin5                          'salida de excitación al pistón 1
symbol      EP2 = pin6                          'salida de excitación al pistón 2
symbol      EP3 = pin7                          'salida de excitación al pistón 3
symbol      TxD = pin1                          'salida de datos serie
symbol      TxR = pin2                          'entrada de datos serie
symbol      ANA1 = pin8                         'entrada de sensor analógico 1
symbol      ANA2 = pin9                         'entrada de sensor analógico 2
symbol      ANA3 = pin10                        'entrada de sensor analógico 3

POT         var   byte                          ' se define POT como variable
POS1        var   byte                          ' POS1 = posición deseada para articulacion 1
POS2        var   byte                          ' POS2 = posición deseada para articulacion 2
POS3        var   byte                          ' POS3 = posición deseada para articulacion 3

            SERIN  TxR,32,10, cont,[#POS1,#POS2,#POS3]   'Espera nuevas órdenes, sino las recibe contnua.
cont        GOSUB posición1                     'salta a la subrutina de lectura analogica de la posición1.
            IF POT < POS1 THEN on_músculo1      'si la posición de la articulación es menor a la deseada activa el musculo
            LOW EP1                             'si no  pone a "0" el pin de excitación del músculo 1.
cont2       GOSUB posición 2                    'salta a la subrutina de lectura analógica de la posición2.
            IF POT < POS1 THEN on_músculo2      'si la posición de la articulación es menor a la deseada activa el musculo
            LOW EP2                             ' si no pone a "0" el pin de excitación del músculo 2.
cont3       GOSUB posición2                     'salta a la subrutina de lectura analógica de la posición 3.
            IF POT < POS1 THEN on_músculo2      'si la posición de la articulación es menor a la deseada activa el musculo
            LOW EP2                             ' si no pone a "0" el pin de excitación del músculo 3.
continua
            GOTO órdenes


            'Saltos de los IF..ThEN..

on_músculo1 HIGH EP1                            'pone a "1' la salida de excitación del musculo 1
            GOTO cont2                          'salta a cont2

on_músculo2 HIGH EP2                            'pone a "1' la salida de excitación del musculo 2
            GOTO cont3                          'salta a cont3

on_músculo3 HIGH EP3                            'pone a "1' la salida de excitación del musculo 3
            GOTO continua                       'salta a continua

            'Subrutinas analógicas
posición1   HIGH  ANA1
            PAUSA 1
            RCTIME ANA1,1,POT
            RETURN                              'devuelve en POT el valor actual de la articulación 1

posición1   HIGH  ANA2
            PAUSA 1
            RCTIME ANA2,1,POT
            RETURN                              'devuelve en POT el valor actual de la articulación 2

posición1   HIGH  ANA3
            PAUSA 1
            RCTIME ANA3,1,POT
            RETURN                              'devuelve en POT el valor actual de la articulación 3
```

EFECTOS SONOROS

Los efectos sonoros, deseados e indeseados por igual, forman parte de la reproducción sonora en videograbación, teatro del hogar y audio Hi-Fi. El oyente debe, a veces, tratarlos en forma crítica para lograr el mejor resultado sonoro de su equipo.

Por Egon Strauss

1 - Los efectos sonoros y el rango de frecuencia

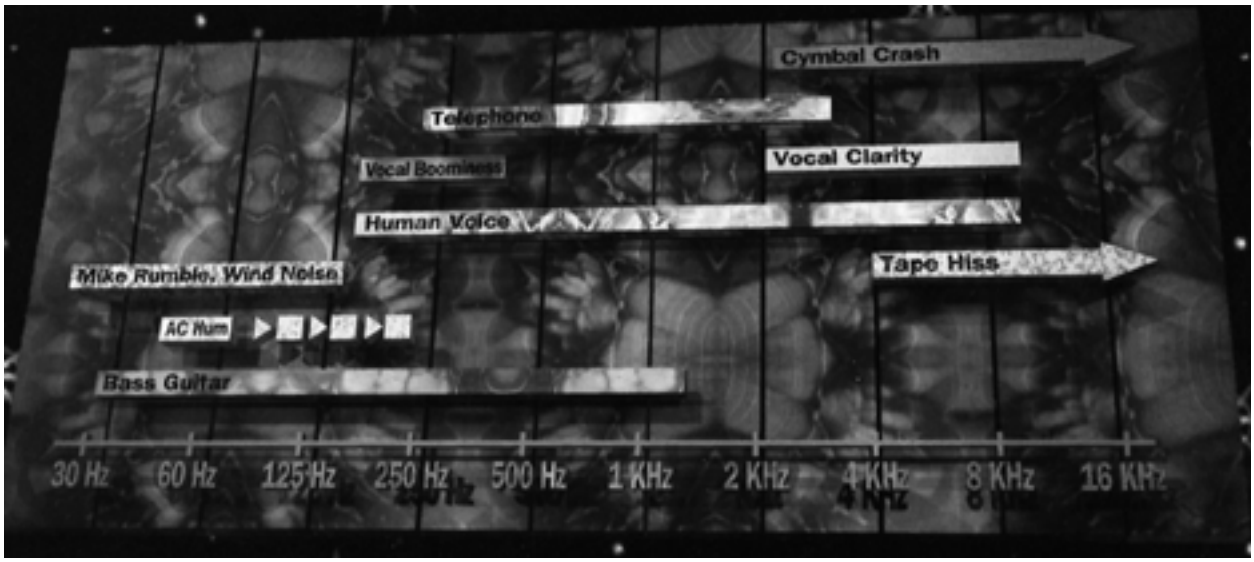
Toda expresión vocal o musical tiene su rango de frecuencias y, a su vez, los efectos sonoros se producen en forma intencional, a veces sin contenido musical o vocal, se suelen denominar en inglés, Sound FX y, cuando se producen en forma aleatoria y ajena a la pieza musical en ejecución, los denominamos, simplemente "ruido". Ambos efectos pueden presentarse y deben tratarse eléctricamente o acústicamente, de acuerdo a su naturaleza. En la figura 1 vemos un esquema del espectro de las frecuencias audibles, de unos 30 hertz a 16 kilohertz, aproximadamente, en el cual se han marcado diferentes tipos de mensajes sonoros, incluyendo la voz humana, los instrumentos musicales y algunos ruidos. Analizando este espectro de frecuencias audibles, vemos en su límite inferior, desde menos de 30Hz hasta nos 130Hz, el ruido de ronquido o retumbo característico de algunos micrófonos no-protegidos y, a veces, producido por el viento. En el dominio de los instrumentos musicales, se observa la guitarra de bajos que produce sonidos graves y de registro medio entre unos 30 a 1.200 hertz, aproximadamente. En la zona de 50 a 60Hz se observa la presencia de los zumbidos de segunda, tercera y cuarta armónica (100, 150 y 200Hz en redes de 50Hz y de 120, 180 y 240Hz en redes de 60Hz). La voz humana se extiende entre unos 150Hz en el extremo inferior hasta unos 10.000Hz en el superior.

Ninguno de estos límites es completamente fijo y, en cambio, se pueden presentar variaciones por arriba y abajo de estos valores nominales. La sensación de retumbo vocal se suele presentar entre 150 y 400Hz, por exceso de acentuación de estas frecuencias. La claridad vocal, por otra parte se aprecia especialmente en el rango de 2.000 a 10.000Hz, en contraposición con el fenómeno anterior del retumbo en las frecuencias bajas.

El silbido molesto que se presenta en mayor o menor grado durante la reproducción de cintas magnéticas de audio con grabación analógica, se produce en el rango de 4.000Hz hasta el límite superior de la capacidad auditiva. Los sistemas de reducción de ruido del tipo Dolby B y similares, son especialmente activos en este rango de frecuencias.

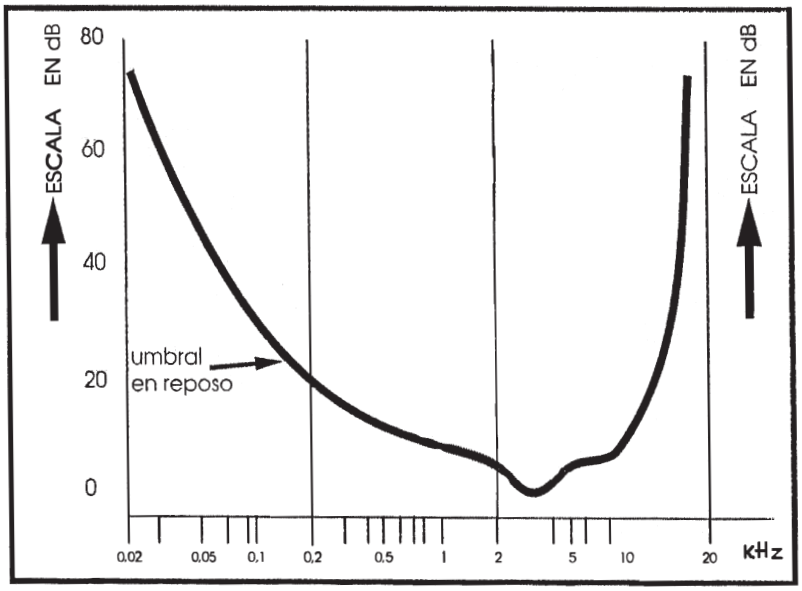
El rango vocal de las redes telefónicas está limitado a la gama de 250 a 3.000Hz. Esta limitación favorece la "legalidad" de los mensajes vocales transmitidos y elimina espontánea-

1



El espectro de frecuencias de audio.

2



El umbral auditivo.

mente muchas de las interferencias molestas.

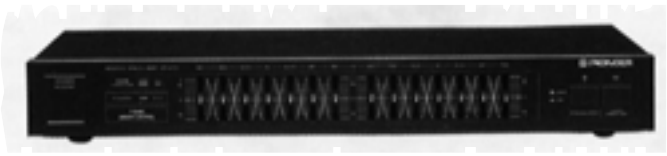
Finalmente vemos que también algunos instrumentos musicales extienden su rango de frecuencias hasta más allá del límite superior de audición, como por ejemplo, los címbalos y otros.

Se observa que existen rangos de frecuencias especialmente susceptibles a las interferencias en los límites inferior y superior del umbral de audición y otras particularmente necesarias para la comprensión de los mensajes vocales entre 150 y 10.000Hz y musicales entre 20 a 20.000Hz. Debemos recordar que no todas las frecuencias en el rango musical son igualmente audibles debido a la respuesta del oído humano, cuya curva de umbral de sensibilidad se observa en la figura 2, pero igualmente son necesarios para una reproducción musical de alta fidelidad. Para este fin es necesario también contar con un equipo de audio adecuado. Sin este requisito y una reproducción amplia de los tonos graves, una explosión sería audible simplemente como una corriente de aire ruidosa.

2 - La ecualización

Para hacer frente a este tipo de problemas y para corregir la situación que existe en muchos equipos de audio, al tener una respuesta que no hace justicia a los tonos que se desea destacar, suprimir o amortiguar, es

3



Un ecualizador gráfico de 7 bandas.

4

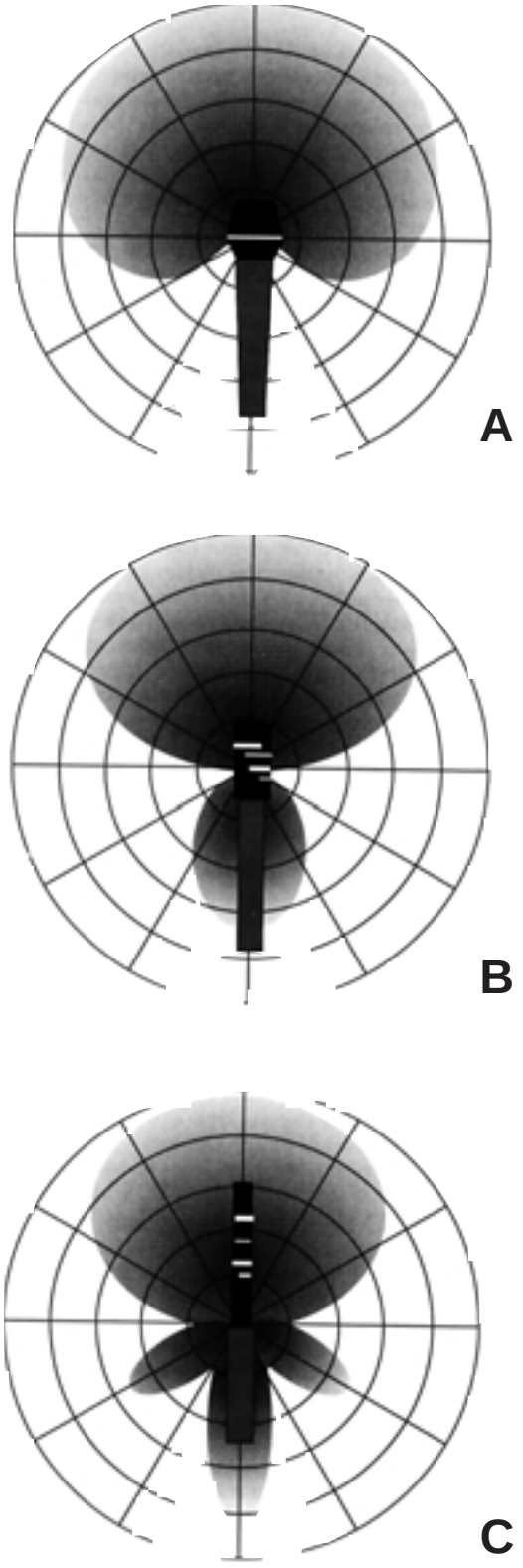
Diferentes tipos de micrófono.

conveniente recurrir a una ecualización en bandas discretas por medio de un ecualizador gráfico de varias bandas. Una división de la gama de frecuencias audibles en 10 bandas coincide con la estructura del sonido por octavas que existe en la música occidental moderna. Las octavas abarcan desde una frecuencia f1 a su valor doble f2, donde f = 2f1. El intervalo musical de f2 - f1 es la octava que se divide en 12 semitonos cuya frecuencia sigue una relación matemática rigurosa, al ser su separación de frecuencia igual a la doceava raíz de dos o sea: 1,059463094. Por multiplicación (o división) del valor de la nota musical básica, el LA de 440Hz, llegamos a todas las notas de la escala musical, guardando al mismo tiempo la relación de 2 a 1 en la octavas. En el libro "Equipos de audio modernos", de Egon Strauss (Editorial Quark), próximo a aparecer, se ha tratado este tema con todo detalle. Un ecualizador ideal puede abarcar 10 bandas, teniendo como frecuencia central de cada banda, las iguientes: 32, 64, 125, 250, 500, 1.000, 2.000, 4.000, 8.000 y 16.000 Hertz. Uno de estos ecualizadores gráficos de 10 bandas, es el modelo GR-777 de Pioneer, pero la misma marca Pioneer posee también otros modelos menos elaborados y más accesibles, como por ejemplo, el modelo GR-470. Este modelo, cuyo aspecto vemos en la figura 3, es del tipo de ecualizador gráfico de siete bandas y posee los siguientes valores de frecuencia central: 60, 150, 400, 1.000, 2.400, 6.000 y 15.000Hz. Se observa que en este modelo la relación entre las bandas no es de 2 a 1, como corresponde al concepto de octavas, sino de 2,5 a 1, lo que es, sin embargo, generalmente suficiente para lograr una ecualización correcta del espectro musical. En general, los ecualizadores gráficos permiten acentuar los pasajes musicales de acuerdo al contenido armónico de cada pieza a reproducir y toman también en cuenta la presencia de eventuales interferencias, producidas por diversos motivos.

3 - Los micrófonos

En el caso de usar un equipo de audio no sólo para la reproducción de sonidos, sino también para la grabación, como, por ejemplo, en equipos de Karaoke, en camcorders, en casetes de audio o en conferencias, etc., es necesario tomar en cuenta también los micrófonos usados para la captación del sonido. Uno de los micrófonos más populares en el uso hogareño para este tipo de grabación, es el micrófono Electret.

5



La direccionalidad de micrófonos.

Los micrófonos Electret son del tipo capacitivo, en los que una de las placas del condensador actúa como membrana que vibra bajo la influencia de la presión de aire variable de las ondas sonoras. En muchas unidades se incorpora también un preamplificador que se alimenta generalmente por medio de una pequeña pila. En otros casos de micrófonos de condensador se usa una tensión de la fuente para la alimentación del micrófono.

En la figura 4 vemos el aspecto de varios modelos de micrófonos de este tipo. En el centro de la figura se observa el modelo Lavalier que se puede usar sobre una corbata, camisa u otra prenda de vestir. A ambos lados de este modelo se observa micrófonos de otras características diferentes. El modelo Lavalier es generalmente omnidireccional, mientras que otros tipos de micrófonos pueden tener un patrón de direccionalidad de acuerdo a los ilustrados en la figura 5.

En la figura 5A vemos un patrón cardioidal que da preferencia a los sonidos frontales y rechaza los de los costados. En la figura 5.B vemos un patrón hipercodioidal que es más angosto en su área de captación frontal y posee, por lo tanto, un eje de direccionalidad bien definido. Los sonidos fuera de este eje son rechazados o cancelados. En la figura 5.C se observa un patrón aun más angosto, para lograr la captación controlada del sonido.

La distancia entre objeto y micrófono influye también en sus características de captación, teniendo una respuesta mejorada de graves, si se encuentra a menor distancia. Al tomar en cuenta estas condiciones particulares, es posible alterar los efectos sonoros de un equipo de audio de volumen, respuesta de frecuencia y calidad. También en estas circunstancias es conveniente usar ecualizadores gráficos de varias bandas para lograr la máxima calidad del equipo de audio. ✪

LOS NUEVOS MODELOS DE CAMCORDER EN LA TEMPORADA 1996-97

Parte 6

Continuando con el listado de camcorder de la presente temporada, deseamos llamar la atención del lector hacia los nuevos modelos digitales que usan el formato DV con un casete de tamaño muy reducido. A medida que recibamos las especificaciones e ilustraciones relacionadas con estos modelos, las incluiremos en este listado.

Por Egon Strauss

Para simplificar la interpretación de los datos y especificaciones suministrados para cada modelo, usaremos un listado numérico con un número de guía cuyo significado establecemos en la lista de la página siguiente.

En el listado que acompaña a cada modelo de camcorder se usan abreviaciones cuyo significado es el siguiente:

AF = automatic focus = foco automático

AI = auto iris = artificial intelligence = iris automático = inteligencia artificial

AWB = automatic white balance = balance de blanco automático

B/N = blanco y negro

cc = corriente continua

CCD = charge coupled device = dispositivo de acoplamiento capacitivo

DIS = digital image stabilizer = estabilizador digital de imagen

DSP = digital signal processor = procesador digital de señal

EIS = electronic image stabilizer = estabilizador electrónico de imagen

PIP = picture in picture = imagen fuera de la imagen

TFT = thin film transistor = transistor de película delgada

TTL = through the lens = a través de la lente

VITC = vertical interval time code = código temporal de intervalo vertical

Las especificaciones de los camcorder en el siguiente listado están basadas en los datos suministrados por cada marca. Se consideran correctas en momentos de escribir este listado.✪

1

Panasonic, modelo AG-EZ1.

2

RCA. modelo PROV95HB

3

Canon, modelo UC 200.

4

Grundig, modelo LC 500C

NUMERO DE GUIA	SIGNIFICADO DE LOS NUMEROS DE GUIA
1	marca
2	modelo
3	formato
4	tiempo de grabación en modo SP
5	tiempo de grabación en modo LP o EP
6	velocidad en modo SP
7	velocidad en modo EP o LP
8	control remoto
9	lente o sistema óptico
10	dispositivo captador de imagen
11	obturador
12	sistema de enfoque
13	control de abertura
14	mira electrónica
15	micrófono
16	titulador
17	estabilizador de imagen
18	dimensiones en mm
19	peso en kg
20	accesorios suministrados
21	características especiales

CAMCORDER PARA NTSC

1	Panasonic	RCA
2	AG-EZ1	PROV950HB
3	Digital DVC	8mm
4	60 minutos con casete DV-60	150 minutos con MP-150
5	—-	—-
6	9000RPM	14,345 mm/seg
7	—-	—-
8	sí	sí
9	zoom motoriz. 10:1 óptico, 20:1 digital, F:1,6, macro	zoom motoriz., 12:1 óptico, 30:1 digital, macro
10	3 x CCD, 1/3 pul., 270.000 pixel c/u	CCD, 380.000 pixel
11	1/100 a 1/10.000 seg	High speed
12	manual-autom.	AF
13	autom.	autom.
14	color, 180.000 pixel	color, LCD, 4 pulg.
15	Hi-Fi, estéreo	Hi-Fi estéreo
16	sí	no
17	sí	EIS
18	266,5 x 144 x 122 mm	117 x 190 x 89 mm
19	1,080 kg	2,475 kg
20	batería, cargador, cables	batería, cargador, cables
21	panel de info., doblaje A/V, conector edición, efectos digitales, sonido digital 16 bit	control remoto, efectos digitales EIS, High Band Video, cabeza de borrado rotativo.

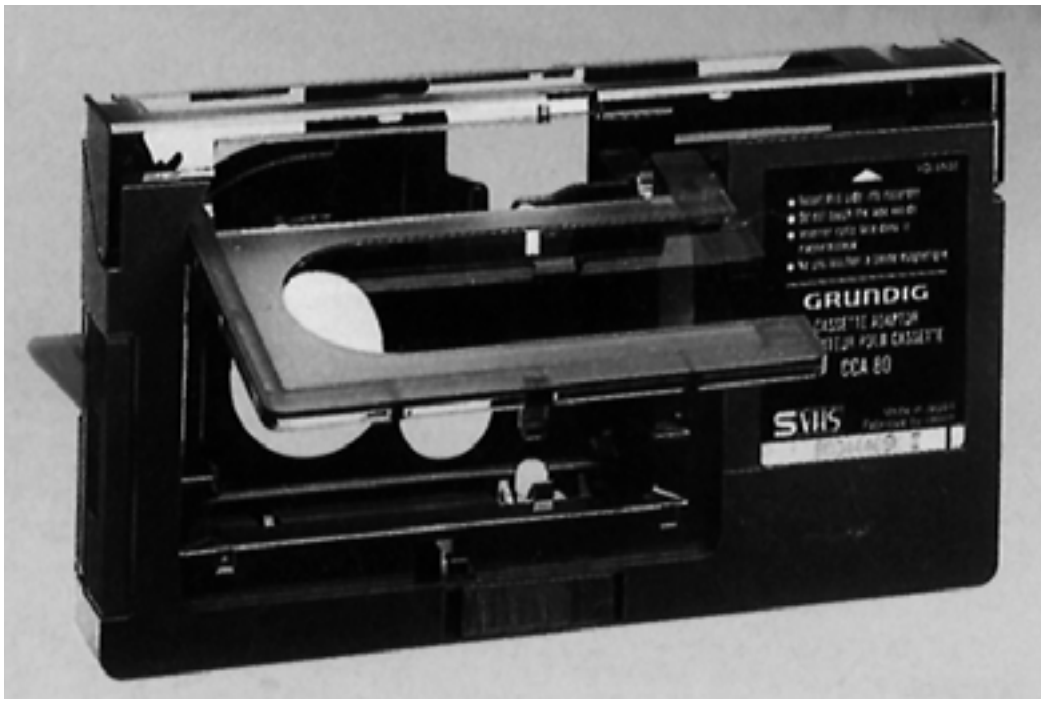
CAMCORDER PARA PAL

1	Canon	Grundig
2	UC 200	LC 500C
3	8 mm	VHS-C
4	90 minutos con E5-90	45 minutos con EC-45
5	—-	—-
6	20,051 mm/seg	23,39 mm/seg
7	—-	—-
8	sí	no
9	zoom motoriz., 12:1, F:1,6	zoom motoriz., 10:1, F:1,8
10	CCD, 1/4 pulg., 320.000 pixel	CCD, 320.000 pixel
11	1/10.000 seg	1/50 a 1/1.500 seg
12	auto. y manual, TTL, AF	auto, manual
13	AE	AE
14	B/N, TRC	B/N, TRC, 0,55 pulg.
15	mono	mono
16	sí	no
17	no	no
18	106 x 106 x 194 mm	86 x 118 x 242 mm
19	0,720 kg	0,690 kg
20	batería, cargador, cables, control remoto	batería, cargador, cables, adaptador de casete VHS-C
21	enfoque por zonas, TTL-AF, conector LANC para edición, balance de blanco variable, gran angular 0,65 veces, incorporado	sincro-edit, AE, edith search

CAMCORDER PARA PAL

1	Panasonic	Hitachi
2	NV-S90	VM-H710
3	S-VHS-C	Hi-8
4	45 minutos con EC-45	90 minutos con E5-90
5	90 minutos con EC-45	—-
6	23,39 mm/seg	20,051 mm/seg
7	11,69 mm/seg	—-
8	no	sí
9	zoom motoriz. 10:1, F:1,8, zoom digital 20:1	zoom motirz. 12:1, digital 24:1, F:1,6
10	CCD, 1/3 pulg., 680.000 pixel	CCD, 1/4 pulg., 470.000 pixel
11	1/400 seg.	autom.
12	auto y manual	manual
13	AE	AE
14	B/N, TRC	LCD, color
15	Hi-Fi estéreo	FM Hi-Fi estéreo
16	sí	sí
17	EIS	EIS
18	215 x 111 x 116 mm	94 x 120 x 211 mm
19	0,920 kg	1,065 kg
20	batería, cargador, cables	batería, cargador, cables
21	EIS, TBC, efectos digitales, VITC, 3 programas, AE	puede funcionar con pilas, conector para accesorios

5



Adaptador para VHS-C.

6

Panasonic, modelo NV-S90.

CAMCORDER PARA NTSC

1	Sharp	Sharp
2	VL-H41OU	VL-H400U
3	Hi-8	Hi-8
4	150 minutos con MP-150	150 minutos con MP-150
5	—-	—-
6	14,345 mm/seg	14,345 mm/seg
7	—-	—-
8	sí	sí
9	zoom motoriz., 8:1 óptico, 16:1 digital, F:1,8, macro	zoom motoriz. 8:1, F:2,0, macro
10	CCD, 1/4 pulg., 410.000 pixel	CCD, 1/3 pulg., 410.000 pixel
11	AE	AE
12	AF, AI	AF, AI
13	autom.	autom.
14	LCD, color, 4 pulg., 89622 pixel	
15	Hi-Fi estéreo	HI-Fi estéreo
16	no	no
17	DIS	DIS
18	194 x 140 x 90	200 x 155 x 92 mm
19	1 kg	1 kg
20	batería, cargador, cables, control remoto	batería, cargador cables, control remoto
21	visor c/pantalla de 4 pulg., neuro AE, efectos digitales, cabeza de borrado rotativo, modo 16:9, menú en pantalla	visor c/pantalla de 4 pulg., neuro AE, efectos digitales, cabeza de borrado rotativo, modo 16:9, menú en pantalla

CAMCORDER PARA NTSC

1	Panasonic	Hitachi
2	PV-D705	VM-H81A
3	VHS-C	Hi-8
4	30 minutos con TC-30	150 minutos con MP-150
5	90 minutos con TC-30	—-
6	33,35 mm/seg	14,345 mm/seg
7	11,12 mm/seg	—-
8	sí	sí
9	zoom motoriz. 14:1 óptico, 140:1 digital, F:1,6, macro	zoom motoriz. 12:1 óptico, macro 36:1 digital, F:1,8
10	CCD, 470.000 pixel	CCD, 1/3 pulg., 570.000 pixel
11	auto AE, 1/10.000 seg.	auto AE, 1/50 a 1/4000 seg
12	TTL, auto, manual	auto y manual
13	auto	auto
14	LCD, color, 1/2 pulg., 120.000 pixel	LCD, color, 3/4 pulg.
15	mono	Hi-Fi estéreo
16	sí	sí
17	DIS	EIS
18	104 x 117	x 175 mm 228 x 88 x 109 mm
19	0,855 kg	1,050 kg
20	batería, cargador, cables, control remoto	batería, cargador, cables, control remoto, enlace óptico
21	efectos digitales, DIS, 16:9, control remoto, veloc. zoom varia., tapa p. lente	efectos digitales, enlace óptico, control edición, titulador, control remoto, gabinete hermético, limpiador de cabezas

7

Hitachi, modelo VM-H710.

8

Sharp, modelo VL-H410U.

9

Sharp, modelo VL-H400U.

LISTADO DE SOCIOS

DEL CLUB "SABER ELECTRONICA"

Damos a continuación, un listado con los Socios del Club Saber Electrónica, según datos obtenidos desde el 19 de octubre hasta el 16 de diciembre de 1996. Quienes aparecen en este listado, o los publicados en Saber Nº 107, 108, 109, 110, 112 y 113, deben haber recibido: el carnet que los acredita como "socios", dos tomos de la Colección Saber Electrónica e información adicional. Consulte en página 2, los beneficios que poseen los socios.

ABEL L. LEDESMA	PUERTO IGUAZU
ADALBERTO P. ALESSANDRIA	ROSARIO
ALBERTO A. ACUÑA	GUATRACHE
ALBERTO ANDRES ZALETTA	CAMPANA
ALBERTO FRENANDEZ	TEMPERLEY
ALBERTO HUGO TIBERTI	LINCOLN
ALBERTO LUIS VAZQUEZ	CAPITAL FEDERAL
ALBERTO MACHADO MARCHAND	ROCHA
ALBERTO TALARN	ROSARIO
ALDP DAVID ABEL CORREA	CAPITAL FEDERAL
ALEJANDRO ALFREDO BELINGHERI	CORRIENTES
ALEJANDRO GALDEANO	SAN NICOLAS
ALEJANDRO HONORES	CIPOLLETTI
ALEJANDRO ROMAGNOLT	LABOULAYE
ALFREDO IGANACIO ALMANZA	RESISTENCIA
AMILCAR J. PUIG	BAHIA BLANCA
ANA ROSA GALINGER	EL TALAR
ANDRES A. AYALA	RAWSON
ANGEL COLQUE CABRERA	BANFIELD
ANGEL DE JESUS PEREYRA	MAR DEL PLATA
ANTONIO ROBIROSA	SAN ANTONIO DE ARECO
ANTONIO SANCHEZ	SAN FRANCISCO SOLANO
ARIEL LIZARRITURRY	MAR DEL PLATA
ARIEL MAGNOLI	ROMONA
ARIEL MARTIN CHAYAN	CAPITAL FEDERAL
ARMANDO FIGUEROA	AGUARAY
AUGUSTO GABRIEL BRANDAN	CASTELAR
CARLOS A. CARLAN	BAHIA BLANCA
CARLOS A. CORRADO	CIUDAD EVITA
CARLOS A. DELBUENO	VILLA AUYELA
CARLOS ALEJANDRO FERNANDEZ	BURZACO
CARLOS CUSTIDIANO	FONTANA
CARLOS E. BOCK	ARISTOBULO DEL VALLE
CARLOS F.E. MANZO	MAR DEL PLATA
CARLOS HERRERA	LOMAS DE ZAMORA
CARLOS IGANACIO PONTI	CAPITAL FEDERAL
CARLOS NESTOR CREMONA	ROSARIO
CARLOS PARGA	AVELLANEDA
CARLOS PRELIASCO	LAGOMAR
CARLOS RIBELOTTA	TRENQUE LAUQUEN
CESAR OSCAR ZUGAZAGA	CAPITAL FEDERAL
CLAUDIO CORNEJO	RIO CUARTO
CRISTIAN ARIEL ILLANES	SALTA
CRISTIAN DAVID DI PASCUALE	SANTA FE
CRISTIAN GOMEZ LLERA	PUERTO TIROL
CRISTIAN KERPS	VILLA GENERAL SAVIO RAMALLO
CRISTIAN RACAMATO	RIO GALLEGOS
DAMIAN E. GARRIDO	HAEDO
DANIEL FRECCERO	VILLA ADELIN SAN ISIDRO
DANIEL GERONIMO CORRIZO	CATAMARCA
DANIEL ORIENTE NUÑEZ	MALDONADO
DANIEL OSCAR IRUSTA	RIO CUARTO
DANIEL RAMON GARCIARENA	VILLA MERCEDES
DANIEL RAUK SOLA	PLAZA HUINCUL

MISIONES	DANILO M. FERNANDEZ
SANTA FE	DARIO M. FERNANDEZ
LA PAMPA	DAVID LORENZO
BUENOS AIRES	DIEGO GLIBBERY
BUENOS AIRES	DIEGO HERNAN IPPOLITO
BUENOS AIRES	DIEGO JAVIER ALVAREZ
BUENOS AIRES	DIEGO MARIO URREJOLA
ROCHA	DIEGO STECHINA
SANTA FE	EDGAR N. JAREMA
BUENOS AIRES	EDGARDO EDUARDO GARAYCOCHEA
CORRIENTES	EDGARDO SCHANCK
BUENOS AIRES	EDUARDO ALCOBA
RIO NEGRO	EMILIO G. HUCK
CORDOBA	EMILIO R. BAZAN
CHACO	ENRIQUE B. ORDINES
BUENOS AIRES	ERNESTO ESCALA
BUENOS AIRES	ERNESTO HUGO VILLEGA
SAN JUAN	ESTEBAN ALBERTO NUÑEZ
BUENOS AIRES	ESTEBAN REYNOSO
BUENOS AIRES	FABIAN ALBERTO FRANCO
BUENOS AIRES	FABIAN DARIO FARFAN
BUENOS AIRES	FABRICIO MARTIN LOPEZ
BUENOS AIRES	FACUNCO DELIAS
SANTA FE	FACUNDO E. MANZO
BUENOS AIRES	FEDERICO DISSIMOZ
SALTA	FERNANDO MALLEA
BUENOS AIRES	FERNANDO VAZQUEZ KALF
BUENOS AIRES	FIBIAN E. PEZET VILA
BUENOS AIRES	FRANCISCO DIEZ
CHACO	FRANCISCO DIEZ
BUENOS AIRES	FRANCISCO PUNTORIERO
CHACO	FSCO. FELIX S. SAMANIEGO
MISINES	GABRIEL A. ROSA
BUENOS AIRES	GABRIEL OSCAR SUSO
BUENOS AIRES	GASTON CAROL
BUENOS AIRES	GASTON F. ACOSTA
SANTA FE	GASTON NARANJA
BUENOS AIRES	GASTON S. GALLEGO
CANELONES	GENIO ROLANDO JULIO YÑIGO
BUENOS AIRES	GERARDO ANGEL BLASI
BUENOS AIRES	GERARDO IRIGOYEN
CORDOBA	GERARDO J. FORNERO
SALTA	GERARDO OMAR TOLEDO
SANTA FE	GERMAN GRILLO
CHACO	GERMAN GRIMALDI
BUENOS AIRES	GERMAN RICARDO SCHAEFER
SANTA CRUZ	GERMAN SANDRIGO
BUENOS AIRES	GLADYS CHOQUE
BUENOS AIRES	GLADYS M. CHOQUE
CATAMARCA	GREGORIO TORIBIO VARGAS
MALDONADO	GUIDO A. VILLARROEL
CORDOBA	GUSTAVO CUSSIT
SAN LUIS	GUSTAVO EDGARDO BERTRAN
NEUQUEN	GUSTAVO EDUARDO SOSA

NECOCHEA	BUENOS AIRES
NECOCHEA	BUENOS AIRES
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
VILLA BALLESTER	BUENOS AIRES
CHIVILCOY	BUENOS AIRES
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
CITY BELL LA PLATA	BUENOS AIRES
RECONQUISTA	SANTA FE
CIUDAD EVITA PARTIDO LA MAT.	BUENOS AIRES
SANTA ROSA	LA PAMPA
CATRILO	LA PAMPA
CARRASCO NORTE	MONTEVIDEO
SAN SALVADOR	ENTRE RIOS
CORDOBA	CORDOBA
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
MORON	BUENOS AIRES
LAS CEJAS DPTO. CRUZ ALTA	TUCUMAN
LA RIOJA	LA RIOJA
BARRANCAS	SANTA FE
SAN CAYETANO	BUENOS AIRES
VILLA LIB. SAN MARTIN	ENTRE RIOS
BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES
CORONEL SUAREZ	BUENOS AIRES
MAR DEL PLATA	BUENOS AIRES
BALTASAR BRUN	DPTO. ARTIAGAS
RODEA DE LA CRUZ GUAYMALLEN	MENDOZA
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
VICOTRIA	BUENOS AIRES
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
CIOUDADELA	BUENOS AIRES
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
PASO DEL REY MORENO	BUENOS AIRES
BARRANQUERAS	CHACO
OLIVOS	BUENOS AIRES
NECOCHEA	BUENOS AIRES
MONTEVIDEO	MONTEVIDEO
BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES
SALTA	SALTA
SAN LORENZO	SANTA FE
MONTEVIDEO	MONTEVIDEO
MORTEROS	CORDOBA
BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES
ZARATE	BUENOS AIRES
RAMONA	SANTA FE
ROSARIO	SANTA FE
AVELLANEDA	SANTA FE
ROSARIO DE LERMA	SALTA
ROSARIO DE LERMA	SALTA
CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES
LAS TOSCAS	SANTA FE
GENERAL JOSE DE SAN MARTIN	CHACO
CORDOBA	CORODBA

SECCION DEL LECTOR

GUSTAVO FABIAN ABALLAY	CORDOBA	CORDOBA	MARCELO J. NIETO	LA MANUELA	BUENOS AIRES
GUSTAVO FERNANDEZ	BECCAR	BUENOS AIRES	MARCELO LAZARTE	SAN JORGE	SANTA FE
GUSTAVO MASTRANFELO	FIGHIERA	SANTA FE	MARCELO TERRA SOLODILIN	SAN JAVIER	RIO NEGRO
GUSTAVO PAINEFIL	TOAY	LA PAMPA	MARCOS ANTONIO CASASOLA	PALPALA	JUJUY
GUSTAVO PATRON	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	MARCOS JAVIER BARTH	Ing.MASCHWITZ Part. de ESCOBAR	BUENOS AIRES
HECTOR EDUARDO HENDENREICH	SAN MIGUEL	BUENOS AIRES	MARIANO NICOLAS STAMPONE	OLAVARRIA	BUENOS AIRES
HECTOR HORACIO CASTRO	RAUCH	BUENOS AIRES	MARIANO R. ROBERTO	VILLA BALLESTER	BUENOS AIRES
HECTOR JUAN HORNOS	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	MARIO D. DUCASSON	REAL DE SN CARLOS COLONIA	COLONIA
HECTOR LEDESMA	CORDOBA	CORDOBA	MARIO SANDRIGO	AVELLANEDA	SANTA FE
HERALDO A. CAZENAVE	GENERAL ROCA	RIO NEGRO	MARTIN ARIEL APICELLA	ALPACHIRI	LA PAMPA
HERMINIA GARCIA	GUALEGUAY	ENTRE RIOS	MATIAS DE LA PUENTE	LA RIOJA	LA RIOJA
HERNAN MANGOLD	RIO TERCERO	CORDOBA	MATIAS PAGALDAY	ALEJANDRO KORN	BUENOS AIRES
HORACIO ARIEL SAN PEDRO	ROSARIO	SANTA FE	MATILDE ANALIA MORENO	TEMPERLEY	BUENOS AIRES
HORACIO ROMAN PERALTA	GENERAL ROCA	RIO NEGRO	MATRIAS M. JUAREZ	LA BANDA	SANTIAGO DEL ESTERO
HUGO ANTONIO VALDEZ	TEMPERLEY	BUENOS AIRES	MAXIMILIANO PELLEGRINI	BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES
HUGO DANIEL PAEZ	CERRO AZUL	MISIONES	MAXIMO RAMOS	SAN MIGUEL DE TUCUMAN	TUCUMAN
HUGO GERMAN SUHR	CONCORDIA	ENTRE RIOS	MIGUEL ALEJANDRO JAIME	VICTORIA	ENTRE RIOS
IRINEO OMAR REINHERMER	ALBA POSEE	MISIONES	MIGUEL EMILIO L. CONTENTO	ROSARIO	SANTA FE
ISMAEL NETTO	MONTEVIDEO	MONTEVIDEO	NELSON A. VILLALBA	OBERA	MISIONES
IVAN PATRONE	HAEDO	BUENOS AIRES	NELSON MARTIN CORDOBA	AGUILARES	TUCUMAN
JAVIER BRAIDA	MUNRO	BUENOS AIRES	NELSON OXANDABARAT	SALTO	URUGUAY
JAVIER CARLOS COLOMBO	HURLIMGHAM	BUENOS AIRES	NESTOR EDGARDO AMIN	SAN MIGUEL TUCUMAN	TUCUMAN
JAVIER DEMARIA	CAMPANA	BUENOS AIRES	NESTOR F. VILAR	PASO DE LOS LIBRES	CORRIENTES
JAVIER I. VALLS	BELLA VISTA	BUENOS AIRES	NICOLAS FRIAS	HURLINGHAM	BUENOS AIRES
JAVIER SEBASTIAN RUEDA	SALTA	SALTA	OSCAR ARTURO	VILLA BALLESTER	BUENOS AIRES
JAVIER WINKLER	FLORENCIA	BUENOS AIRES	OSCAR GRISSETTI	SANTA FE	SANTA FE
JOEL OLIVIERI	NECOCHEA	BUENOS AIRES	OSCAR NOE SANES	MONTEVIDEO	MONTEVIDEO
JORGE ALEJANDRO VERNI	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	OSCAR PABLO MASSACESI	COQUIMBITO MAIPU	MENDOZA
JORGE ASCARGOTA	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	OSMAR P. CHAVES	BANFIELD (ESTE)	BUENOS AIRES
JORGE CEFERINO A. CHAYLE	LIBERTADOR GRAL. SAN MARTIN	JUJUY	OSVALDO GEYMONAT	LAS TOSCAS	SANTA FE
JORGE ELIAS ALEGRE	MAR DEL PLATA	BUENOS AIRES	OSVALDO OSCAR CANTEROS	SANTA FE	SANTA FE
JORGE LUIS MENDOZA	SANTA FE	SANTA FE	PABLO NICOLAS NOVELLI	MAR DEL PLATA	BUENOS AIRES
JORGE N. CAPECHE	POSADAS	MISIONES	PATRICIO QUINTIAN	MENDOZA	MENDOZA
JORGE OMAR FRANK	OBERA	MISIONES	PEDRO SERGIO MATTOS	FLORIDA	FLORIDA
JORGE OSCAR ASTUDILLO	MARTINEZ	BUENOS AIRES	R. FERNANDO PETRELLA	CHACABUCO	BUENOS AIRES
JORGE RODRIGEZ	FRAY LUIS BETRAN MAIPU	MENDOZA	RAFAEL VELASQUEZ	SAN SALVADOR DE JUJUY	JUJUY
JOSE ALBERTO NIEVAS	RIO GALLEGOS	SANTA CRUZ	RAMON ALBERTO GARRO	VILLA MERCEDES	SAN LUIS
JOSE ALFREDO VARGAS	SALTA	SALTA	RAMON JUAN CARLOS MORALES	VILLA GUILLERMINA	SANTA FE
JOSE ANTONIO CHAILE	LIBERTADOR GRAL. SAN MARTIN	JUJUY	RAMON KEMPTNEL	MORENO	BUENOS AIRES
JOSE CELSO COLLOVINI	JUSTO DARACT	SAN LUIS	RAMON NELSON ROMANO	SAN MIGUEL DE TUCUMAN	TUCUMAN
JOSE EDUARDO GODOY	CIUDAD EVITA	BUENOS AIRES	RAUL A. QUERCI	SAN MIGUEL DE TUCUMAN	TUCUMAN
JOSE EDUARDO RUANO	GENERAL VILLEGAS	BUENOS AIRES	RICARDO ANTONIO ROJAS	POSADAS	MISIONES
JOSE L. CASTRIGINI	BOMBAL	SANTA FE	RICARDO DANIEL CORTEZ	CORDOBA	CORDOBA
JOSE LUIS PITTAU	V. L. SAN MARTIN	ENTRE RIOS	RICARDO SCAGGCRIELLO	J. RUFINO	SANTA FE
JOSE MELLACE	LOMA HERMOSA	BUENOS AIRES	ROBERTO A. SALINARI	CHIVILCOY	BUENOS AIRES
JOSE SUAREZ	HAEDO NORTE	BUENOS AIRES	ROBERTO CARLOS GAMPER	HURLINGHAM	BUENOS AIRES
JUAN BAEZ VARGAS	COMODORO RIVADAVIA	CHUBUT	ROBERTO E. RIOS	VILLA DOMINICO	BUENOS AIRES
JUAN CARLOS FERREYRA	BERISSO	BUENOS AIRES	ROBERTO MARTIN RAMIREZ	SARANDI	BUENOS AIRES
JUAN CESAR MOLINA	MAR DEL PLATA	BUENOS AIRES	ROBERTO USOVICH	MEDANOU	BUENOS AIRES
JUAN JOSE FERNANDEZ	MAR DEL PLATA	BUENOS AIRES	ROBERTO VANINI	MAIPU	MENDOZA
JUAN JOSE VILLALBA	RESISTENCIA	CHACO	RODOLFO ALEJANDRO CASTILLO	MENDOZA	MENDOZA
JUAN MANUEL DEVALLE	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	RODOLFO CABALLERO	BAYGORRIA	DPTO. DURAZNO
JUAN MANUEL FERGUNZON	CONCORDIA	ENTRE RIOS	ROLANDO GUAYMAS	ROSARIO DE LERMA	SALTA
JUAN NENZO FERREYRA	BERISSO	BUENOS AIRES	ROLANDO JAVIER BORDES	ROSARIO	SANTA FE
JULIAN PEREZ	BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES	ROLANDO OSCAR ORELLANA	J.B. ALBERDI	TUCUMAN
JULIO ANIBAL ANDISCO	RESISTENCIA	CHACO	ROMINA JESSICA ARREGUI	SAN NICOLAS	BUENOS AIRES
JULIO CESAR BALLARINI	SALADILLO	BUENOS AIRES	ROQUE MIGUEL QUINTEROS	MORENO	BUENOS AIRES
JULIO CESAR SULDAIS	VILLA ADELINA	BUENOS AIRES	RUBEN ARAMAYO	ROSARIO DE LERMA	SALTA
LAEJANDRO OSCAR BLANCO	TANDIL	BUENOS AIRES	RUBEN DARIO TORIANI	MONTEVIDEO	URUGUAY
LEOANRDO M. RODRIGUEZ	CORDOBA	CORDOBA	RUBEN E. CORTEZ	VENADO TUERTO	SANTA FE
LEONARDO GENTILI	BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES	RUBEN FI	MONTEVIDEO	MONTEVIDEO
LEONARDO M. CADILE	GODOY CRUZ	MENDOZA	RUBEN MARCELO NORRY	MONTEROS	TUCUMAN
LUCAS E. RODRIGUEZ	COMODORO RIVADAVIA	CHUBUT	RUBEN MARIO LUCIO FERRARI	RAFAELA	SANTA FE
LUCIANO M. VERGER	RIO TERCERO	CORDOBA	RUBEN WALTER FLORES	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
LUIS ALBERTO QUIROGA	SAN JUAN	SAN JUAN	SANTIAGO JULIO PANTI	USHUAIA	TIERRA DEL FUEGO
LUIS FERNANDO NIEVAS	RIO GALLEGOS	SANTA CRUZ	SERGIO ANDRES BERNASCCHI	VILLA SARMIENTO HAEDO	BUENOS AIRES
LUIS H. BAZAN	CORDOBA	CORDOBA	SERGIO G. VACCHELLI	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
LUIS MARTIN CARUSO	VILLA MARIA	CORDOBA	SIMON DRUKER	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
LUIS OSCAR D'AGOSTINO	PARANA	ENTRE RIOS	VICTOR CESAR GONZALEZ VISCA	VILLA CONSTITUCION	DPTO. SALTO
LUIS TEYERINA	SAN SALVADOR DE JUJUY	JUJUY	VICTOR HUGO UÑATES	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES
MAGDALENA CHOQUE	ROSARIO DE LERMA	SALTA	WALTER BOGARIN	RESISTENCIA	CHACO
MARCELO ADRIAN CARADONNA	CAPITAL FEDERAL	BUENOS AIRES	WALTER FERNANDEZ	SAN CARLOS DE BARILOCHE	RIO NEGRO
MARCELO ALDO GIZZI	BAHIA BLANCA	BUENOS AIRES	WALTER H. RODRIGUEZ	JUAN LICAZA	DPTO. COLONIA
MARCELO ANDRES RIMOLO	ROSARIO	SANTA FE	WALTER OSVALDO GOUK	PERGAMINO	BUENOS AIRES
MARCELO CRISTANCHI	FORMOSA	FORMOSA	YAMIL TOMAS AVILA	MAR DEL PLATA PLAYA SERENA	BUENOS AIRES

Seminarios en 1997

En el próximo mes de marzo se hará entrega de premios a los socios que más han colaborado con el Club y a quienes han asistido a todos los eventos organizados por el Club durante 1996, además habrá sorteos especiales. También se sorteará un osciloscopio entre los Socios Honorarios (elegidos entre los 100 primeros asociados). Dicho evento estaba previsto para el 28 de diciembre pero fue postergado, debido a que muchos asociados manifestaron su dificultad para poder asistir, por las fiestas de fin de año.
En dicho acto se ofrecerá un servicio de lunch con baile de camaradería; en el transcurso se entregarán Premios Especiales, con textos y material bibliográfico, para todos los socios presentes. El evento será exclusivo para los socios que deseen asistir, quienes deberán abonar $12 para hacer frente a los gastos del mencionado servicio. Resultaría grato que los socios pudieran asistir acompañados de sus seres queridos. Los interesados podrán adquirir las entradas correspondientes hasta el 10 de febrero venidero, en Editorial Quark, Rivadavia 2421, piso 3º, oficina 5.

Próximo Número de Saber Electrónica

Hemos seleccionado los 10 mejores proyectos de lectores, entre los recibidos hasta el 20 de noviembre de 1996, para publicarlos en Saber Electrónica Nº 117, tal como lo informáramos en ediciones anteriores. Por supuesto, los autores recibirán como premio un TESTER DIGITAL y se sorteará entre ellos, un OSCILOSCOPIO DE DOBLE TRAZO.
La nómina de proyectos seleccionados fue publicada en la anterior Sección del Lector.
En dicha edición también se encara el diseño de un Robot Controlado por PC "Completo", con todas las partes, placas de circuito impreso y programas.

Germán Otero Vega
Montevideo

El Espanta Insectos publicado en Saber Nº 85, puede ser empleado para auyentar moscas, sin tener que modificar la lista de materiales, pero con la salvedad de colocar un capacitor de 10pF entre patas 3 y 7 del integrado, con el objeto de introducir una leve distorsión que aumente la eficiencia del dispositivo.

Francisco Garaffa

Hasta el momento no hemos publicado ningún circuito sobre transcodificador de normas para TV, dado que no contamos con material de referencia que posea componentes de fácil adquisición en el mercado local. Sin embargo, próximamente publicaremos un libro sobre Reparación de TV Asistida por Computador, que poseee circuitos (cuyos componentes no se consiguen fácilmente) que le resultarán interesantes.

Pablo Daniel Gómez
Tres Arroyos

Cuando decidimos la publicación del artículo "Detector de Intrusos", con el Circuito Integrado VF1010, fue porque tuvimos la palabra por parte de comerciantes del gremio, de que iban a importar dicho componente, razón por la cual redactamos la primera nota descriptiva, que sería seguida por circuitos de aplicación práctica. Lamentablemente, y como lo informáramos oportunamente, aún no hemos detectado la presencia de este componente en el mercado local, razón por la cual estamos tratando de solucionar este inconveniente de la mejor forma posible.

Román Gentilini
Córdoba

No puede emplear un tester analógico en la escala de 250mA, como instrumento para el detector de iones publicado en Saber Nº 103, dado que la corriente a localizar es sustancialmente menor.
Por otra parte, colocando la punta negra sobre P1, si emplea una escala menor y la aguja se desplaza hacia la izquierda, corresponde a la presencia de iones negativos. Para realizar una medida comparativa, deberá dar vuelta las puntas de prueba. ✪

NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS
POR TELEFONO O PERSONALMENTE

Solamente respondemos aquéllas que son hechas por carta o por fax.
Las respuestas de las mismas se hacen únicamente en esta sección.

Rivadavia 2421, piso 3º, of. 5
(1034) Buenos Aires
Tel. - Fax: 953-3861

LOS COMPONENTES EN RF: *EL TRANSISTOR UNIJUNTURA*

Comenzamos, con esta nota, a describir una serie de componentes electrónicos empleados en circuitos de RF. Creemos que éste es un aporte para todos los radioaficionados y "electrónicos" en general, que muchas veces se ven en la necesidad de reparar, ajustar o sacar el mayor provecho de un equipo de comunicaciones y, para ello, necesitan saber "todo" sobre su estructura circuital.

Por: Arnoldo Carlos Galetto

El transistor de unijuntura (UJT) es un dispositivo de tres terminales; ellos son: emisor, base 1 y base 2. El UJT, conocido en un principio como diodo de doble base, como implica su nombre consta de una sola juntura P-N y, por supuesto, sus características son muy diferentes de aquéllas de un transistor convencional.

Para comprender mejor la operación del UJT conviene usar como modelo la estructura conocida como barra. En la Fig. 1a la vemos en forma simplificada y su equivalente eléctrico en la Fig. 1b, válido para el caso en que la corriente de emisor es igual o menor que la corriente de pico de emisor.

Cuando se aplica la tensión V_{B1B2}, fluye corriente en la barra de silicio desde la base 2 hacia la base 1. Ya que la barra es, en esencia, un resistor de magnitud r_{BB}, la corriente que circula por él está determinada por $I_{B2} = V_{B2B1}/r_{BB}$. Una fracción de esta tensión V_{B2B1} aparece en el punto A donde existe una juntura P-N entre el emisor y la barra de silicio, a esta fracción de tensión se la denomina relación intrínseca, y se simboliza con δ. La tensión en el punto A, es entonces, $.V_{B2B1}$. La juntura P-N está polarizada en forma inversa y sólo circula una pequeña corriente inversa por el terminal de emisor.

A medida que la tensión V_E en el terminal de emisor aumenta se llega a un punto en el cual V_E iguala a la tensión en el punto A, más la caída de tensión directa de la juntura P-N, V_D. La tensión de emisor en este punto se llama punto pico de la tensión de emisor (peak point emitter voltage).

$$V_p = V_D + \delta.V_{B2B1} \qquad (1)$$

Ahora la juntura P-N está polarizada en sentido directo, y se inyectan huecos desde el emisor en la barra de silicio. El campo eléctrico dentro de la barra, creado por V_{B2B1}, tiene una dirección tal que los huecos inyectados se mueven hacia el terminal de base 1. La conductividad σ de un material semiconductor está dado por la ecuación:

$$\sigma = q.(\mu_e.n + \mu_h.p) \qquad (2)$$

donde:

q = carga del electrón ($1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb).

μ_e = movilidad de los electrones de conducción.

μ_h = movilidad de los huecos de conducción.

n = concentración de electrones.

p = concentración de huecos.

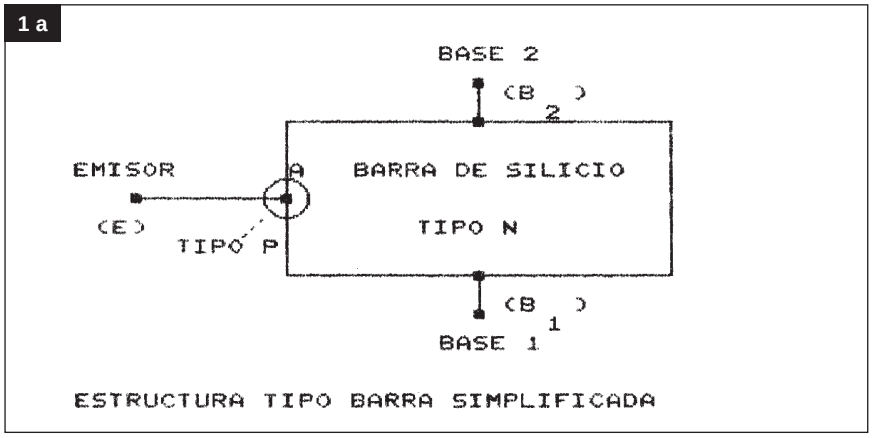
Cuando se inyectan los huecos desde el emisor en la barra, una cantidad igual de electrones se inyectan desde la base 1 para mantener la neutralidad de la barra. Ya que tanto la concentración de electrones como de huecos aumenta en la barra de silicio entre el emisor y la base 1, la conductividad también aumenta de acuerdo a (2). La resistividad γ se define como la inversa de la conductividad, o sea:

$$\gamma = \frac{1}{\sigma} \qquad (3)$$

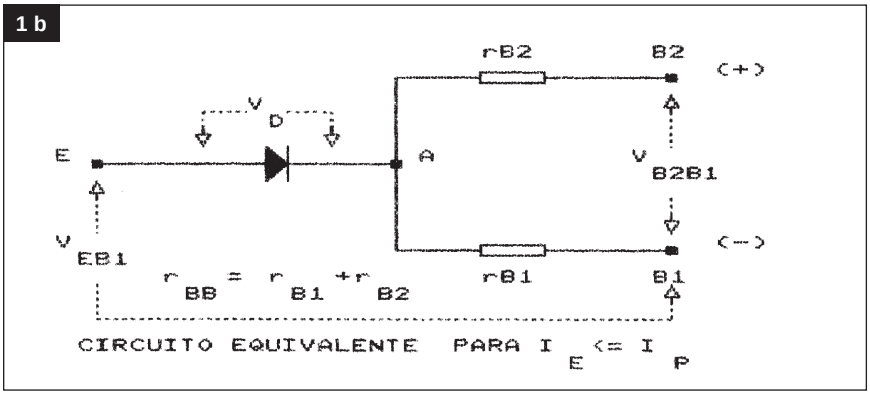
vemos que a medida que la conductividad aumenta, la resistividad disminuye. Este proceso se denomina "modulación de la conductividad".

Este decremento de la resistividad hace que disminuya la caída de tensión emisor-base 1, lo que a su vez hace que se inyecte un número mayor de huecos desde el emisor y, por lo tanto, la conductividad vuelve a aumentar. Esto es claramente, un proceso regenerativo, y ahora, el UJT se encuentra en la zona llamada de resistencia negativa. Un circuito equivalente para esta región lo

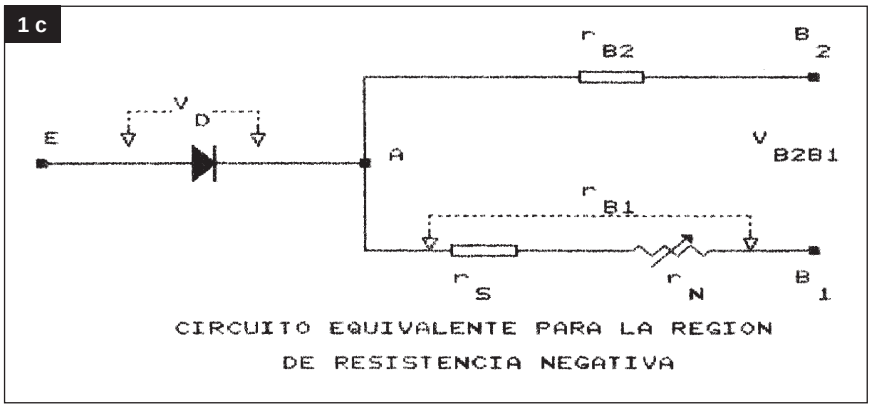
1a



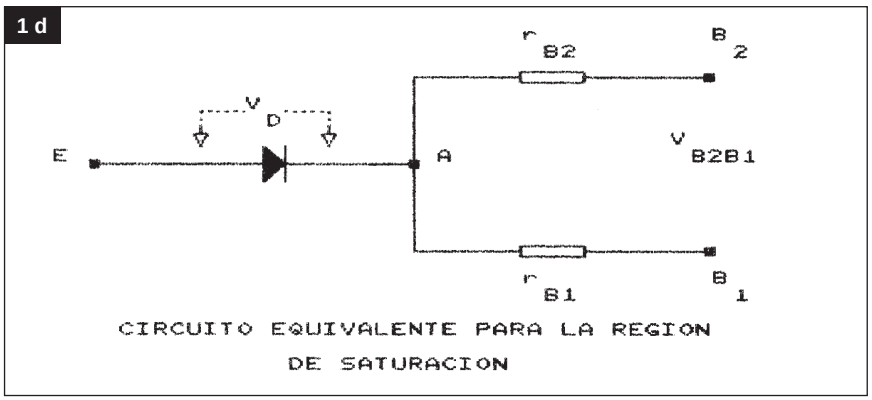
1b



1c



1d



tenemos en la Fig. 1c. Para corrientes de emisor iguales o menores que I_p, la resistencia r_{BB} puede dividirse en dos partes; r_{B1} y r_{B2} de acuerdo a la siguientes relaciones:

$$r_{B1} = \delta . r_{BB} \quad y$$
$$r_{B2} = r_{BB} - r_{B1} \qquad (4)$$

Podemos considerar que en la región de resistencia negativa el resistor r_{B1} está compuesto por una parte de valor constante r_s, y una parte variable r_N, donde r_s es la resistencia de saturación y r_N es la resistencia negativa, la magnitud de la cual disminuye a medida que aumenta la corriente de emisor.

La resistencia negativa, r_N, se hace igual a cero cuando la concentración de huecos en la barra de silicio es de aproximadamente de 10^{16} portadores/cm^3, en este momento la única resistencia que permanece entre el emisor y la base 1 es la resistencia de saturación r_s. En este momento el UJT ha dejado de estar en la zona de resistencia negativa. La razón es que la alta densidad de los portadores en la barra ha disminuido el tiempo de vida τ de los portadores lo suficiente como para contrarrestar el efecto de los nuevos portadores generados. La movilidad se relaciona con el tiempo de vida mediante las siguientes ecuaciones:

$$\mu_e = q\tau / m_e \quad y \quad \mu_h = q\tau / m_h$$
(5)

donde m_e y m_h son la masas de los electrones y huecos respectivamente. Tenemos entonces que la movilidad disminuye cuando el tiempo de vida lo hace, y la conductividad dada por la ecuación (2) permanece relativamente constante para corrientes de emisor de hasta 500 mA.

Al punto de la característica de emisor, donde r_{B1} toma su valor mínimo, se le ha asignado el nombre de punto valle. A la corriente y tensión de emisor, en este punto, se la conoce como corriente de emisor punto valle I_V, y tensión de emisor de punto valle V_V.

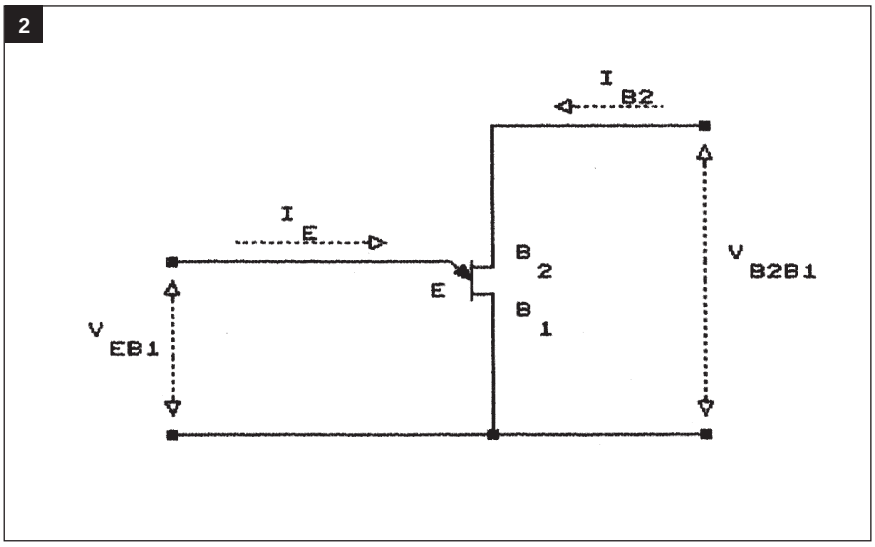
Cuando la corriente de emisor se incrementa mas allá de I_V, el UJT entra en la llamada región de saturación donde la corriente de emisor es prácticamente una función lineal del voltaje de emisor. Podemos ver al circuito equivalente en la Fig. 1d.

El símbolo de un transistor de unijuntura, junto con las corrientes y tensiones que le son propias, se puede observar en la Fig. 2. En la Fig. 3, tenemos la curva característica de emisor. La región a la izquierda del punto pico, se llama "región de corte", en ella la juntura emisor-base1 está polarizada inversamente y sólo tiene una ligera polarización directa en el punto pico. En la región entre el punto pico y el punto valle, la juntura E-B_1 está polarizada en forma directa y tiene lugar la modulación de la conductividad; se la llama "región de resistencia negativa". La que se encuentra a la derecha del punto valle, donde la corriente de emisor está limitada por r_s, se conoce como la "región de saturación". La curva para una corriente de B_2 igual a cero es en esencia semejante a la curva característica de un diodo polarizado directamente.

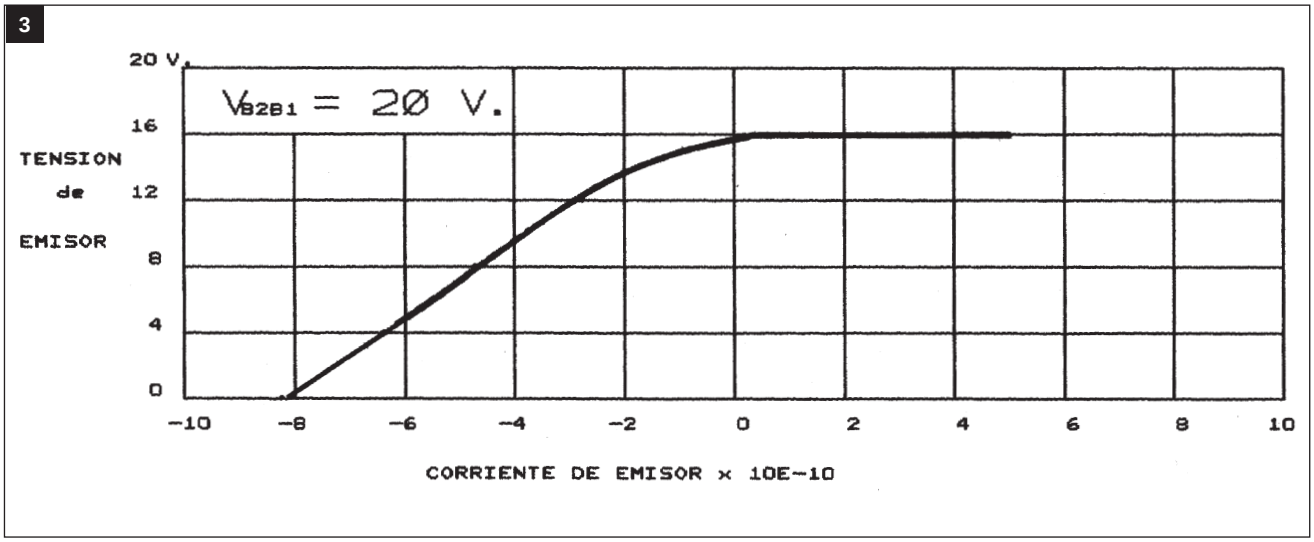
Estructuras de los UJT

Los primeros transistores de unijuntura fueron del tipo de barra y del tipo de cubo, así denominadas por el tipo de construcción. La estructura de barra, Fig. 4a, se obtenía montando una barra de silicio tipo N de alta resistividad sobre un soporte de

2



3

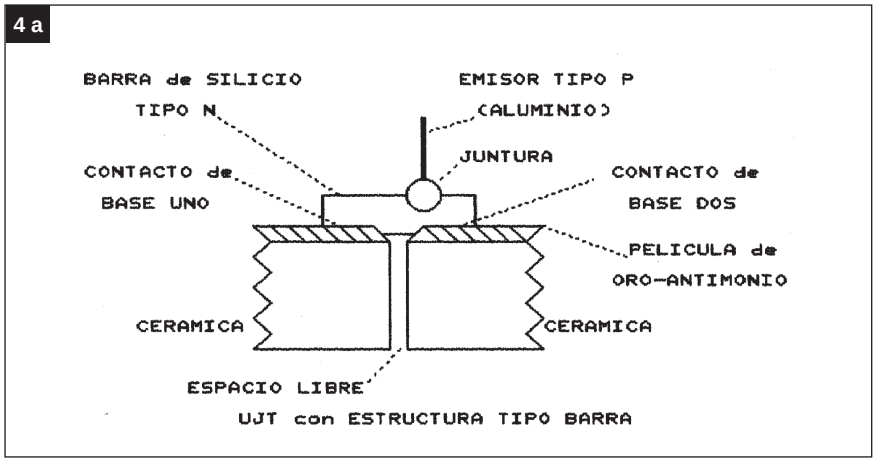


cerámica, con un claro en forma de ranura en el centro y una película de oro-antimonio depositada a cada lado del mismo. Los contactos de base 1 y base 2 son los que se forman entre la barra de silicio y la película de Au-Sb. La juntura de emisor-barra uno, se obtenía aleando un alambre de aluminio en la barra en el lado opuesto a los de los contactos de base. La construcción tipo cubo, Fig. 4b, empleaba un cubo de silicio tipo N de alta resistividad. El cubo está montado sobre un soporte con una aleación de Au-Sb como contacto entre el cubo y el soporte. Este es el contacto que corresponde a base dos. El de base uno se consigue aleando un alambre de oro en la parte superior del cubo. El de emisor se obtiene de modo similar con un alambre de aluminio en un costado del cubo. Actualmente, se manufacturan de acuerdo con el método anular y también planar, los que permiten usar el mismo tipo de tecnología y equipos que se utilizan para fabricar los transistores comunes actuales. Fig. 4c.

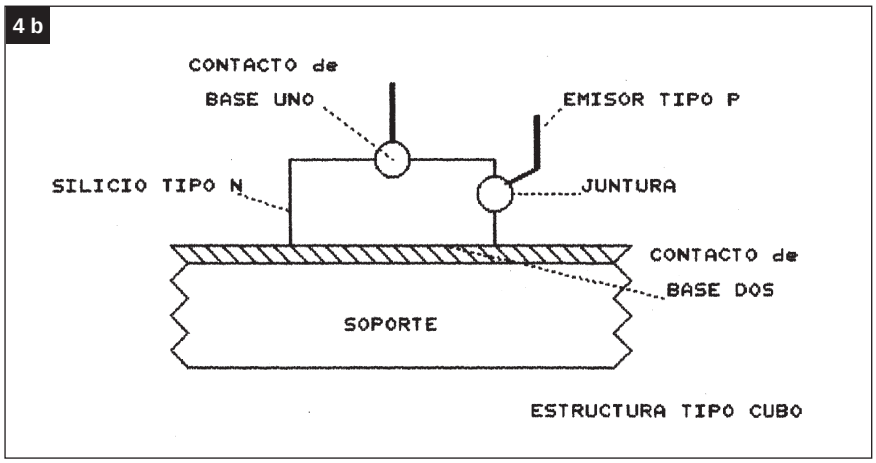
Característica de Emisor

Ahora en la Fig. 5 tenemos la sección que corresponde a la región de corte, dibujada con una escala lineal y para una V_{B2B1} = 20 volt. Cuando la tensión de emisor es cero la corriente es negativa, o sea

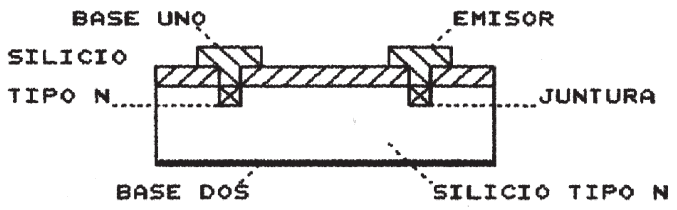
4 a



4 b



4 c



UNIJUNTURA TIPO ANULAR

que sale desde el terminal de emisor y es aproximadamente de 1 nanoampere. El punto pico de tensión se alcanza para una corriente directa de alrededor de 10 pA. y puede verse en la Fig. 6 que permanece constante hasta una corriente de 0,1 µA, en este punto comienza a descender. De la definición de corriente pico, I_p para este dispositivo en particular es de 0,1 µA. y V_p es igual a 16 volt. En la Fig. 6 podemos apreciar que la tensión de valle es de alrededor de 1,6 V y la corriente de valle de 8 mA. El valor de la resistencia de saturación r_S se puede calcular midiendo la pendiente de la característica de emisor en la región de saturación, por sobre los 8 mA, y es, en este caso, de casi 5Ω.

La Caída de Tensión V_D

Alguna de las características más importantes del UJT son las que aparecen en la ecuación para la tensión de pico.

$$V_p = V_D + \delta \cdot V_{B1B2} \qquad (6)$$

No es deseable que haya cambios en la tensión de pico, especialmente en aquellas aplicaciones que demanden estabilidad; como ser timers y osciladores, la que depende de la repetibilidad de V_p.

V_D se define como la caída de tensión directa de la juntura de emisor y ya que es equivalente a la caída de tensión directa de un diodo de silicio, el valor de V_D depende tanto de la corriente como de la temperatura. La variación de V_D es esencialmente lineal en un rango de temperatura muy amplio, más de 100°C, y es igual a -2.7mV/°C.

La ecuación que la representa es la siguiente:

$$V_D = V_{DN} - (T-25) \cdot K_D$$

V_{DN} es el valor de V_D a 25°C y K_D = -2.7mV/°C.

Relación Intrínseca

La relación intrínseca está definida por la fórmula:

$$\delta = \frac{V_p - V_D}{V_{B2B1}} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} \qquad (7)$$

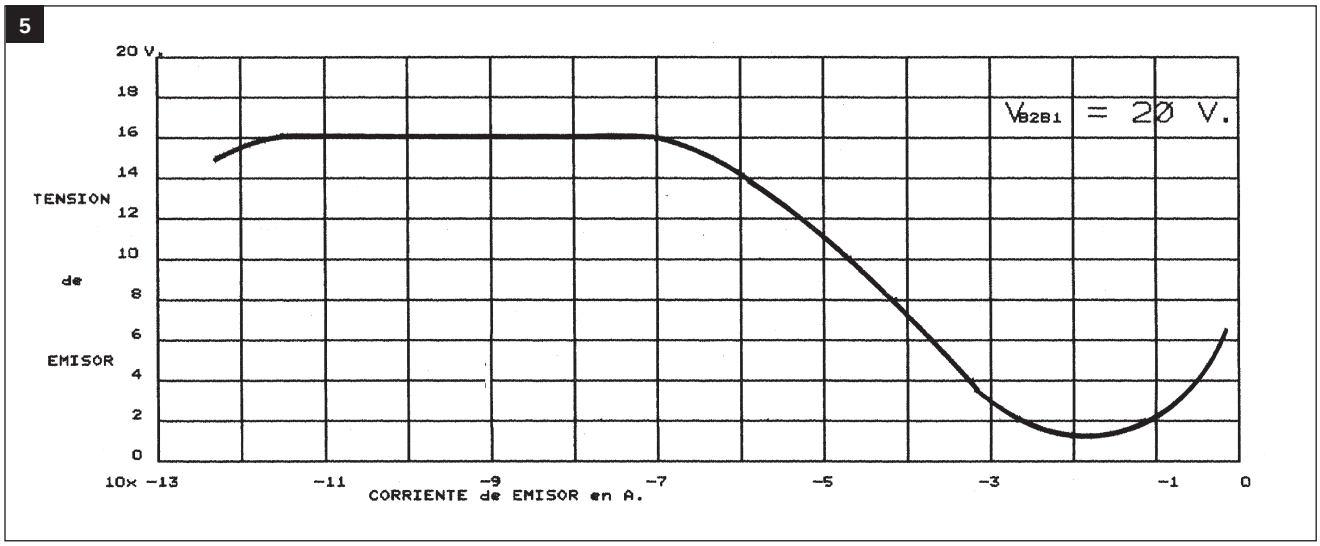
Generalmente se la considera invariable con la temperatura, pero realmente hay una pequeña variación, ocasionada por la variación de r_{BB}.

$$\delta = \delta_N - (T - 25) \cdot K_n \qquad (8)$$

donde

δ_N es el valor de δ a 25°C y

5



K_n es un coeficiente de temperatura expresado en %/°C. Un valor típico es 0.06.

Hay también una muy ligera variación de δ con V_{B2B1} pero no se la toma en cuenta por ser prácticamente insignificante.

Resistencia Interbases

Esta resistencia es la relación de la tensión entre bases y la corriente entre las mismas con el emisor en circuito abierto. La resistencia entre bases, r_{BB}, es una función de la temperatura y, en menor medida, del voltaje aplicado V_{B2B1}. A causa de esta dependencia se la mide y especifica a una temperatura de 25°C y con V_{B2B1} de 3 V. o menos. Se mide con cualquier óhmetro o puente de resistencias.
R_{BB} aumenta en forma lineal desde -50°C hasta 130°C. El coeficiente de temperatura es de alrededor de $0{,}008_{\Omega}$/°C. Es principalmente consecuencia de la disminución en la movilidad de los electrones y huecos con la temperatura. Este coeficiente de temperatura positivo de R_{BB} es beneficioso ya que reduce el riesgo de una corrida térmica para temperaturas por debajo de los 130°C.

$\alpha_{rBB} = ((r1-r2)/r3) \cdot 100\%/155°C$ (9)

donde:
α_{rBB} = coeficiente de temperatura
r1 = R_{BB} a 100°C
r2 = R_{BB} a -55°C
r3 = R_{BB} a 25°C

Para obtener R_{BB} a una temperatura dada T aplicamos:

$R_{BB} = r3 \cdot (1+_{\delta rBB}/100) \cdot (T-25°C)$ (10)

La variación de resistencia interbases con la tensión entre ellas se puede calcular con la siguiente ecuación:

$R_{BBV} = R_{BB} \cdot (1+0.17 \cdot V/100)$ (11)

donde:
R_{BB} = R_{BB} a una temperatura cualquiera.
V = tensión entre B2 y B1.
R_{BBV} = resistencia a la tensión V.

Características en el Punto Pico

Tanto V_p como i_p disminuyen a medida que la temperatura baja. Esto es evidente en la fórmula para V_p, ya que tanto δ como V_D disminuyen con la temperatura. No obstante, la causa principal de la variación de V_p es la variación de V_D con la temperatura. Este efecto puede compensarse mediante la inclusión de un resistor en serie con la base 2 (Fig. 6). A medida que la temperatura ambiente aumenta también lo hacen la resistencia interbases y la tensión entre bases también aumentará debido al efecto de divisor de tensión de R2, R_{BB} y R1. Si R2 se elige correctamente el incremento en la tensión interbases compensará a la disminución de V_D. El valor de R2 puede calcularse en forma aproximada mediante la siguiente fórmula:

$R2 = 0{,}7 \cdot R_{BB}/_{\delta} \cdot V + (1-_{\delta}) \cdot R1/_{\delta}$ (12)

Si R2 satisface a esta ecuación entonces la tensión del punto pico será:

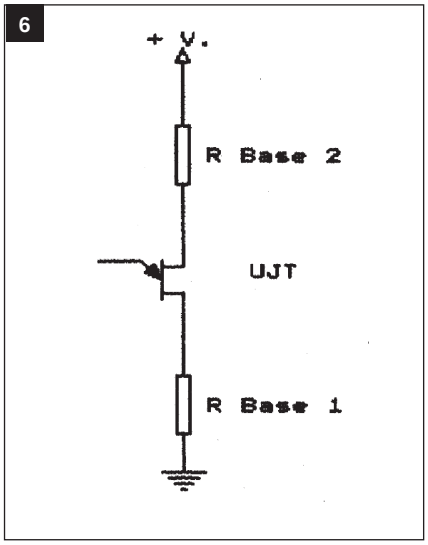
$$V_p = \delta \cdot V$$

Este método de compensación de la temperatura es ideal ya que el elemento compensante R_{BB} está en un contacto físico muy próximo con el elemento que requiere compensación, que es el diodo emisor.

Características del Punto Valle

La tensión y la corriente del punto valle disminuyen a medida que

6



la temperatura ambiente aumenta y asimismo son dependientes de la tensión entre bases. Cuando V_{B2B1} aumenta, lo hacen también I_V e I_V . Las características del punto valle y de la región de resistencia negativa pueden alterarse en forma moderada mediante la elección de los distintos componentes del circuito. Por ejemplo: la tensión de punto valle puede aumentarse con el incremento de la tensión entre bases, aumentando el resistor en serie con la base 1, o reduciendo el resistor en serie con la base 2. No obstante, hay que tener en cuenta que estos parámetros están determinados por otras necesidades. La alimentación generalmente ya está determinada, la resistencia en base dos se ha calculado para compensar la variaciones de δ con la temperatura y R1 tiene el valor que se necesita para obtener un pulso de una amplitud dada, según la aplicación.

Por otra parte la corriente de punto valle es una característica muy difícil de medir, ya, que como vemos en la Fig. 5, la tensión es relativamente constante para variaciones muy amplias de la corriente de emisor alrededor del punto valle.

Corriente Inversa de Emisor - I_{EO}

Esta corriente I_{EO} se especifica como la corriente que circula desde la base dos al emisor, con 30 volt aplicados entre la base dos y el emisor, con el terminal de base uno abierto. Depende fuertemente de la temperatura, ya que es idéntica a la corriente de pérdida de un diodo de silicio convencional.

Disipación de Potencia

En las Figs. 4, podemos apreciar que la disipación de potencia, de tanto el emisor como de la base 2, se encuentra localizada en la misma región general de la barra de silicio. Por esta razón la evaluación de la potencia disipada en el UJT se da en términos de la disipación total, o sea, la suma de las disipaciones de emisor e interbases. Normalmente, la disipación se da en mW a 25°C, se debe disminuir a razón de 3 mW/°C.

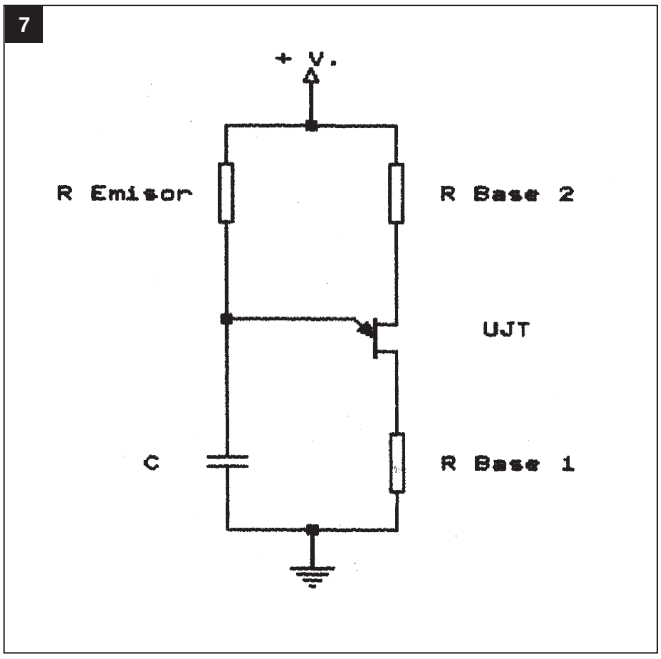
Osciladores de Relajación

El circuito de oscilador de relajación de la Fig. 7, es el circuito básico en muchas de las aplicaciones del UJT. Se usa en circuitos de tiempo, generadores de pulso, de disparo y dientes de sierra. Al comienzo del ciclo el emisor está polarizado inversamente y, por ende, no conduce. A medida que el capacitor C_T se carga a través del resistor R_T, la tensión en el emisor crece exponencialmente hacia la tensión de alimentación. Cuando la tensión en el emisor alcanza la tensión de punto pico V_p, el emisor queda polarizado en forma directa y la resistencia dinámica entre el emisor y la base uno disminuye hasta un valor muy bajo (R_S). El capacitor C_T se descarga entonces a través del emisor. Cuando el emisor alcanza un valor de alrededor de dos volt, cesa de conducir y el ciclo se repite. El período del UJT como oscilador es:

$$T = R_T \cdot C_T \cdot \ln(1/1-\delta) \quad (13)$$

Y, por consiguiente, la frecuencia es:

$$f=1/T \text{ Hz.}$$



Condiciones de Oscilación

Si bien el oscilador con UJT se distingue por su habilidad para oscilar con un amplio rango de valores de sus componentes y de la temperatura, es necesario tener en cuenta algunas consideraciones importantes para que el circuito trabaje en forma

satisfactoria.

R_T debe llenar las siguientes condiciones:

1) $$R_T < \frac{(1-\delta) \cdot V^2}{25 \cdot I_p} \qquad (14)$$

donde:

R_T es en megohms.

V = tensión de alimentación en volt.

I_p = Corriente de punto pico a V_{B2B1} = 25 V.

La ecuación (14) impone un límite máximo a R_T, de tal modo que R_T debe elegirse de modo de satisfacer a la desigualdad en las condiciones más desfavorables. Estas son: valor máximo de δ, valor mínimo de V, valor máximo de I_p a la temperatura mínima de operación. Expresado de otra forma, la (14) nos da el período máximo que puede obtenerse con una capacidad dada.

2) La segunda condición que debe cumplirse para obtener un funcionamiento satisfactorio como oscilador de relajación es la

$$I_V > \frac{V-Vv}{R_T} \qquad (15)$$

donde:

V_V = tensión en punto valle.

I_V = corriente en punto valle.

3) La otra condición a tener en cuenta concierne al valor del capacitor C_T. A medida que su valor disminuye también se reduce la amplitud del pulso sobre el resistor en serie con la base 1, este efecto se nota a partir de ,01 µF, valores menores reducen la estabilidad del circuito y el rango de R_T. No obstante es posible hacer que oscile con capacitores tan bajos como 10 pF.

Es necesario tener en cuenta que, en ningún caso, la corriente pico de emisor puede sobrepasar el valor dado por el fabricante del UJT, para el 2N2646 esta es de 2 amperes. Con valores de C_T mayores de 10 µF y de alimentación de más de 30 volt, se debe colocar una resistencia en serie con el capacitor, para proteger el emisor. Su valor debe ser de por lo menos un ohm por cada microfaradio de C_T.

$$I_E = \frac{V_p \cdot C_T}{(2+5 \cdot C_T) \cdot V_{E(SAT)} + R_1 \cdot C_T} \qquad (16)$$

donde:

I_E = corriente pico de emisor.

V_p = tensión de punto pico.

$V_{E(SAT)}$ = ten. de saturación.

R_1 = resistencia en serie con la base uno.

C_T = capacidad del oscilador.

Con el objeto de simplificar el cálculo del oscilador con unijuntura hemos desarrollado un programa en GWBasic que hace todos los cálculos por nosotros. Se introducen primero todos los datos que nos pide, y luego se selecciona alguna de las opciones, ya que dados dos elementos permite calcular el tercero. O sea, si le damos R y C, hallará la frecuencia de oscilación, etc. Veamos un ejemplo:

Supongamos que necesitamos un oscilador que oscile a 7500 Hz, y deseamos utilizar un UJT tipo 2N2646 y un capacitor de 0,0047 uF. nos falta conocer el valor de la resistencia de emisor y la de base 2.

Corremos el programa y nos pedirá los siguientes datos que extraeremos del manual:

Disipación en mW

Resistencia entre bases (típ.) en ohms

Relación intrínseca media

Relación intrínseca máxima

Tensión de saturación en volt

Corriente de punto valle en mA.

Si los datos son los correctos pasamos a la segunda etapa, donde nos pide:

Tensión de alimentación en volt

Temperatura de trabajo

Resistencia en base 1

Ahora, se nos presentan las siguientes opciones:

Dados R y C calcular la frecuencia

Dados F y R calcular la capacidad

Dados F y C calcular la resistencia

Los resultados obtenidos son:

Resistencia de emisor (o C, o F)

Resistencia en base 2

Valor del pico de tensión obtenible en la resistencia de base 1.

BIBLIOGRAFIA

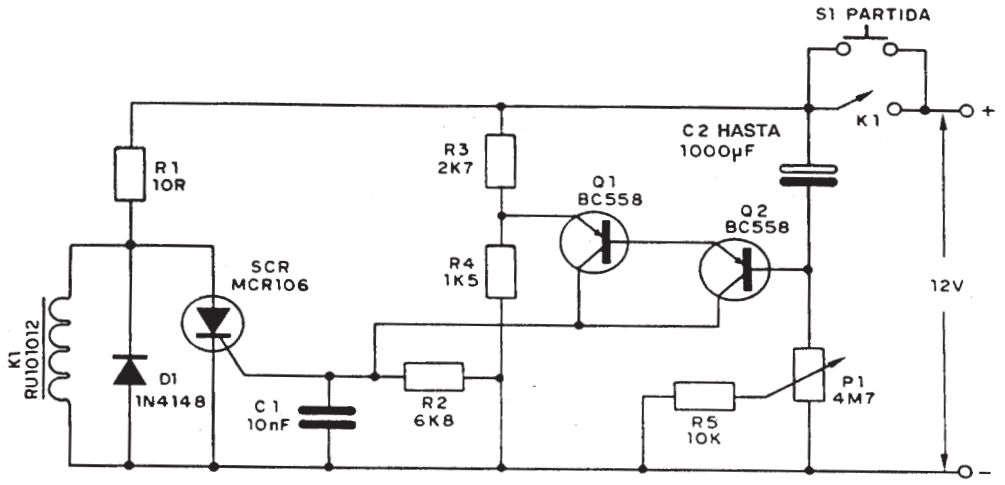
Motorola. Application Note AN 293. - General Electric. Application Note 90.10. - Texas Instruments. Manual de semiconductores de silicio. - General Electric. Semiconductor Data Book.

Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 49 - SABER Nº 115

TEMPORIZADOR DE UNA HORA

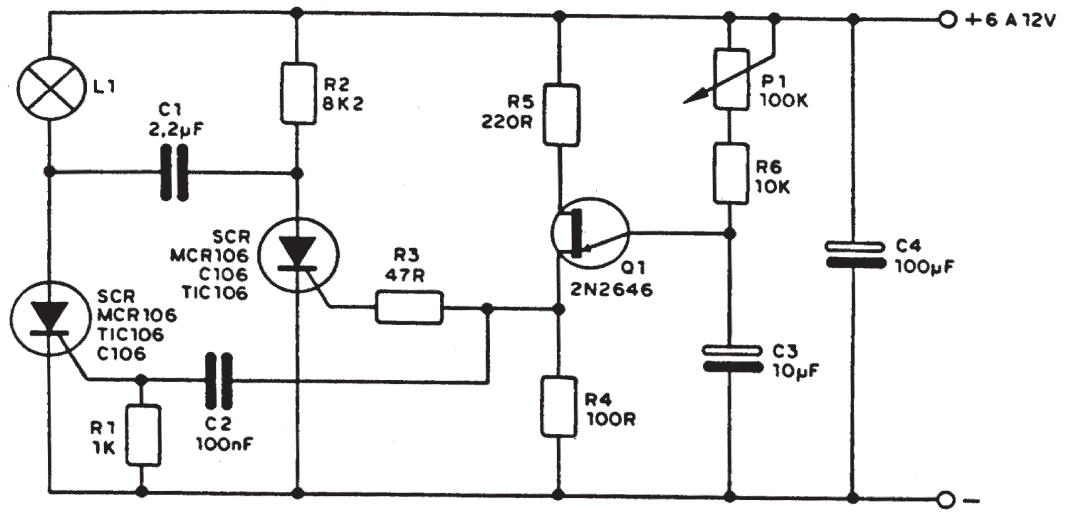
El relé deja de accionar después de una hora de presión sobre el interruptor S1 de partida. El tiempo está determinado por C2 y por la regulación de P1. El relé debe ser de 12V, del tipo sensible. Tiempos mayores están condicionados a la existencia de fugas en el capacitor electrolítico C2 que debe ser de buena calidad.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 50 - SABER Nº 115

PULSADOR ELECTRONICO

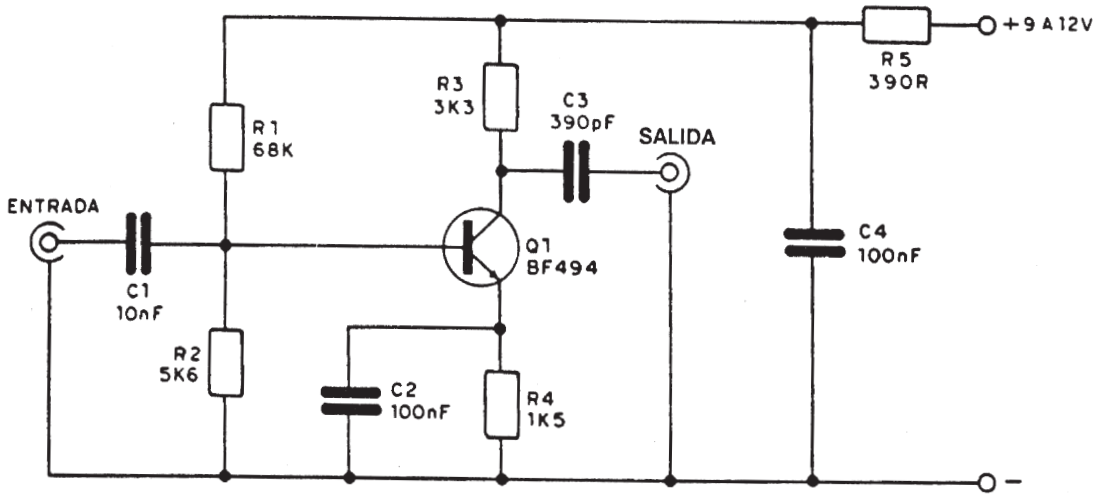
La lámpara L1 de hasta 3A de corriente pulsa con una frecuencia determinada por el capacitor C3 y por el ajuste de P1. El SCR conectado a la lámpara debe tener disipador de calor, si la lámpara exigiera más de 500mA de corriente. La lámpara tiene tensión según la alimentación.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 51 - SABER Nº 115

REFORZADOR DE SEÑALES DE RADIO

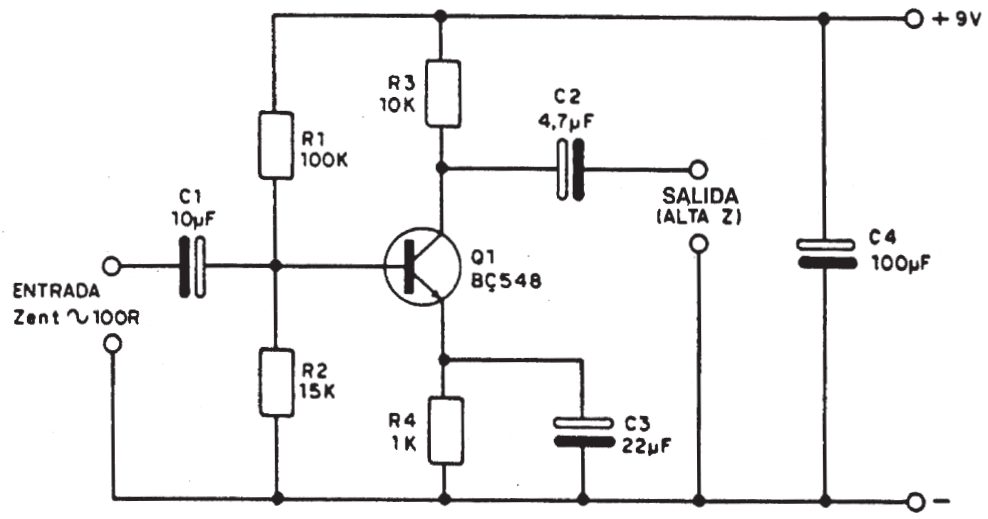
Este circuito puede usarse para reforzar las señales en la banda de AM, ondas cortas y hasta en la de FM. Las conexiones deben ser cortas y hechas con alambre blindado en la entrada y salida del circuito. Los capacitores son todos cerámicos.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 52 - SABER Nº 115

PREAMPLIFICADOR PARA MICROFONO

Este circuito permite usar micrófonos dinámicos de impedancia relativamente baja, junto con amplificadores comunes que necesitan una señal de mayor intensidad en la entrada.



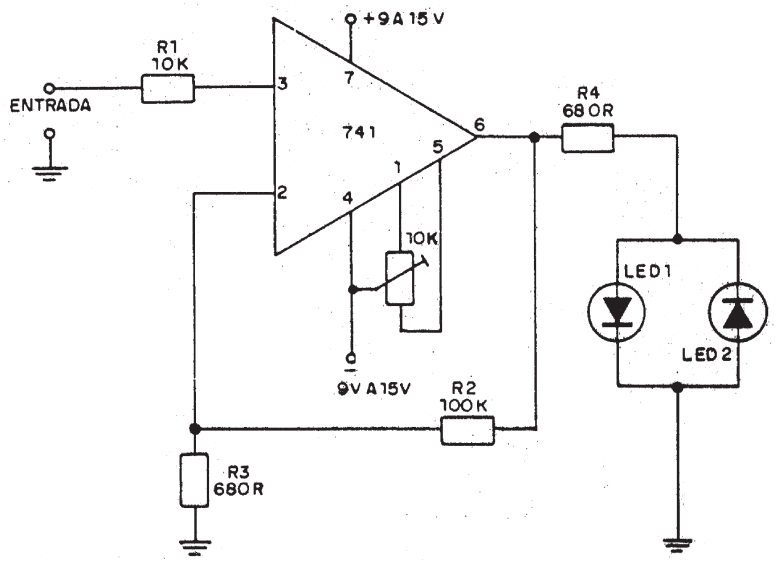
Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 53 - SABER Nº 115

INDICADOR DE POLARIDAD

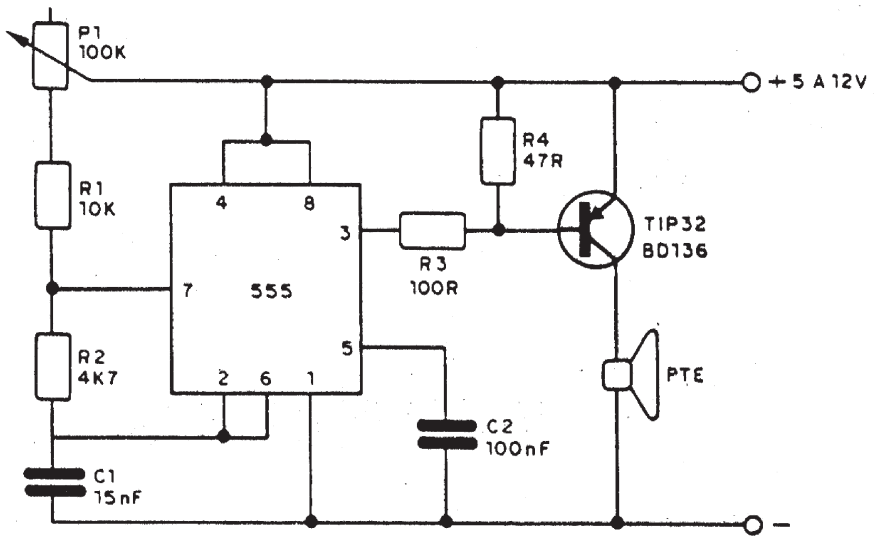
Si la tensión de entrada fuera positiva, enciende el led 1 y, si fuera negativa enciende el led 2. La fuente debe ser simétrica y el trimpot sirve para regular el punto en el que, al faltar la tensión de entrada, los dos leds permanecen apagados.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 54 - SABER Nº 115

INYECTOR DE POTENCIA

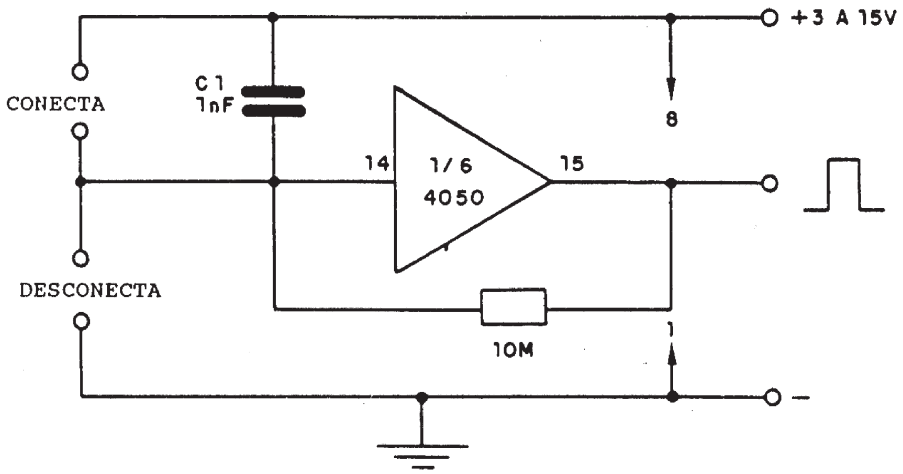
Este oscilador tiene la frecuencia determinada por C1 y regulada en P1. La potencia puede llegar a 1W aproximadamente, según la tensión de alimentación. El transistor debe montarse con radiador de calor.
Como aplicaciones de este proyecto podemos citar alarmas, sirenas y bocinas.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 55 - SABER Nº 115

INTERRUPTOR CMOS

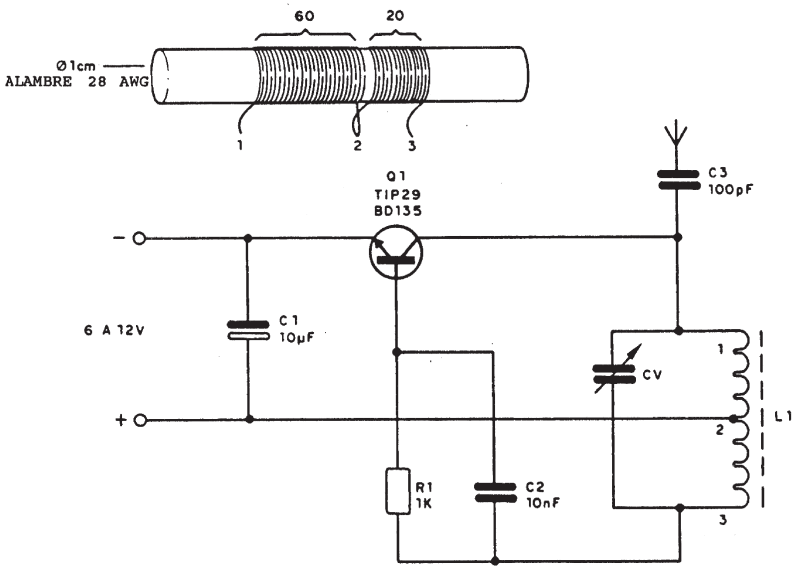
Usando este "driver" integrado,con un simple toque podemos conectar y desconectar un circuito externo. La conexión a tierra tiene importancia si los contactos no son dobles.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 56 - SABER Nº 115

TRANSMISOR DE ONDA CORTA

Este oscilador produce una señal continua en la banda de ondas medias (OM). La potencia de la señal es relativamente alta, podrá efectuarse transmisión a distancia de algunas decenas de metros. El transistor Q1 conviene montarlo con disipador de calor. La antena tiene de 1 a 5 metros de longitud y se hace con un alambre estirado.



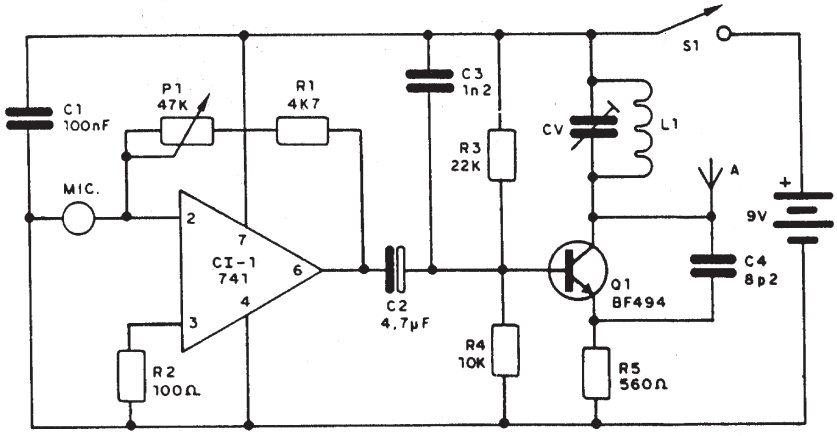
Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 57 - SABER Nº 115

TRANSMISOR DE FM INTEGRADO

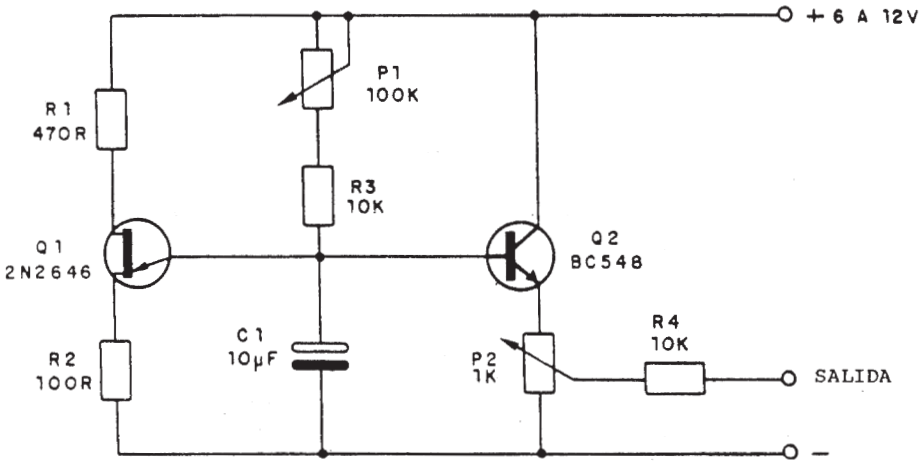
Este transmisor de FM usa para su modulación un amplificador operacional. En función del micrófono, puede reajustarse su realimentación para mayor o menor ganancia. La alimentación se efectúa con batería de 9V y la potencia está alrededor de 5mW. La antena es un trozo de alambre rígido de 10 a 15 cm y LI se hace con 4 espiras de alambre común con diámetro total de 1 cm.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 58 - SABER Nº 115

MODULADOR PARA MUSICA ELECTRONICA

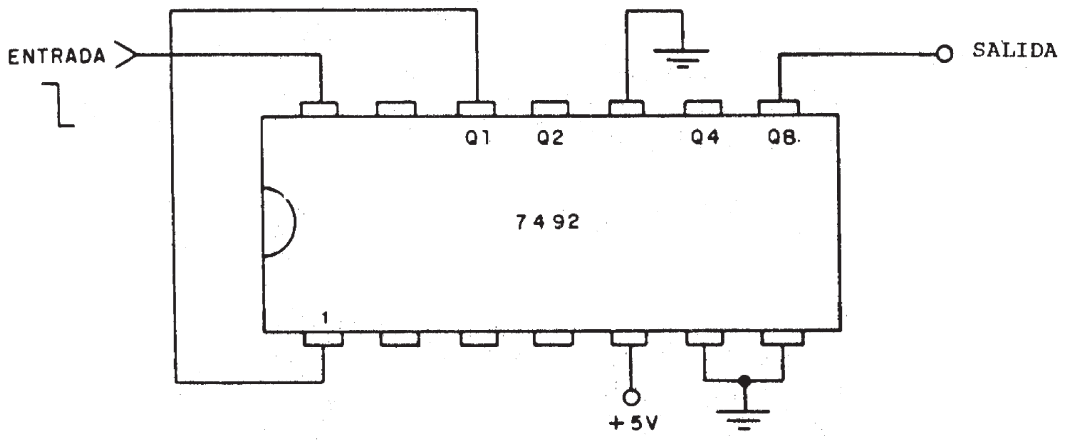
Este circuito puede usarse como base para un trémolo, vibrato, sirena y también para la producción de pulsos con intervalos. La frecuencia de los pulsos se regula con P1 y su intensidad con P2. C1 determina la banda de frecuencias producidas.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 59 - SABER Nº 115

DIVISOR DE FRECUENCIA POR 12

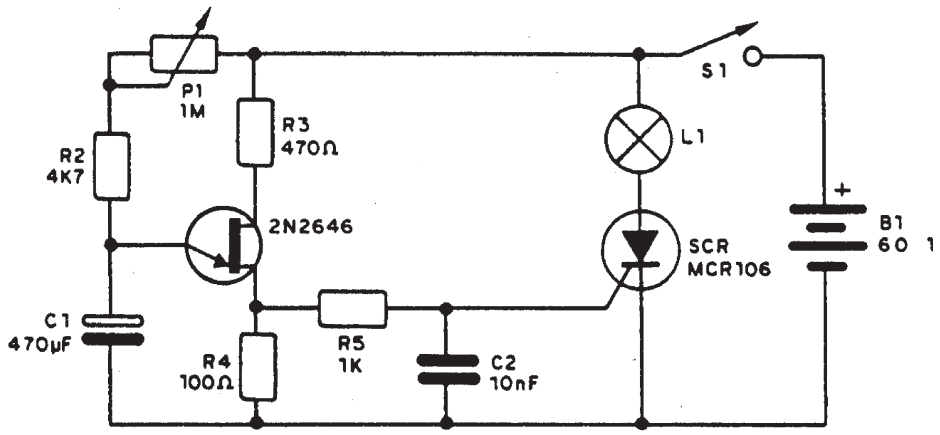
Una señal rectangular en la entrada tiene su frecuencia dividida por 12, lo que quiere decir que para cada 12 pulsos de entrada tenemos 1 de salida. El circuito es TTL y debe respetarse la tensión de alimentación de 5V y la compatibilidad de las señales de entrada y de salida.



CIRCUITOS PRACTICOS
FICHA Nº 60- SABER Nº 115

MICROTEMPORIZADOR

Este "timer" puede encender una lámpara (LI) de hasta 500mA (6 ó 12V) o accionar un relé al tiempo regulado hasta media hora en P1. El transistor unijuntura es un 2N2646 que produce el pulso de disparo para el SCR. Para rearmar el circuito basta desconectar momentáneamente el interruptor S1. Si se usara el SCR TIC106 podría ser necesario conectar un resistor de 1k entre la compuerta (G) y el cátodo (K).



Fichas coleccionables que se publican mensualmente, con circuitos prácticos de fácil montaje. La colección consta de 180 circuitos analógicos y digitales. Recorte las fichas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartulina.

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmulas de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista.
Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

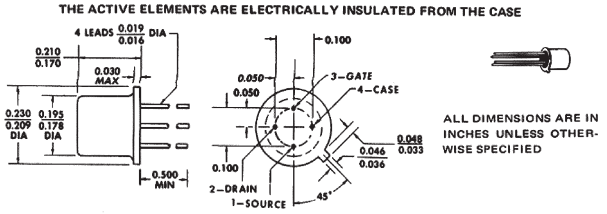
Nº 342 - REV. Nº 114

Componentes: TRANSISTORES	**2N5397**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor de efecto de campo de canal N para amplificadores de VHF de alta ganancia (15dB) y muy bajo ruido (3,5dB máx.)

Características:

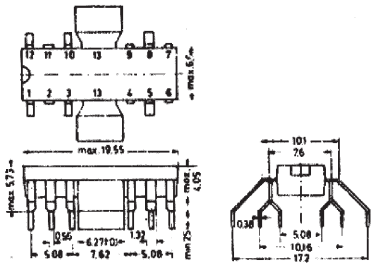
VDG 25V
VDS 25V
VGS .....-25V
IG 10mA
Ptot 300mW



Nº 343 - REV. Nº 114

Componentes: INTEGRADOS	**TDA1035**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Circuito Integrado que posee todas las etapas de sonido de un TV color. Para el demodulador se emplea un detector de coincidencia. Posee una potencia de salida de 2W que se incrementa a 4W con el uso de disipador.



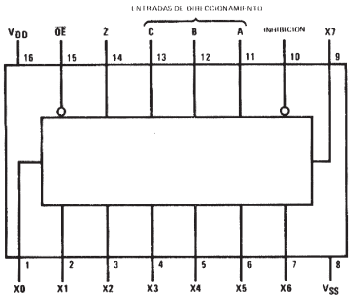
Nº 344 - REV. Nº 114

Componentes: CMOS	**CD4512**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Selector de datos de 8 canales con separadores, construido con transistores de modo enriquecido de canal N y P. Se emplea normalmente como multiplexor de señal digital.

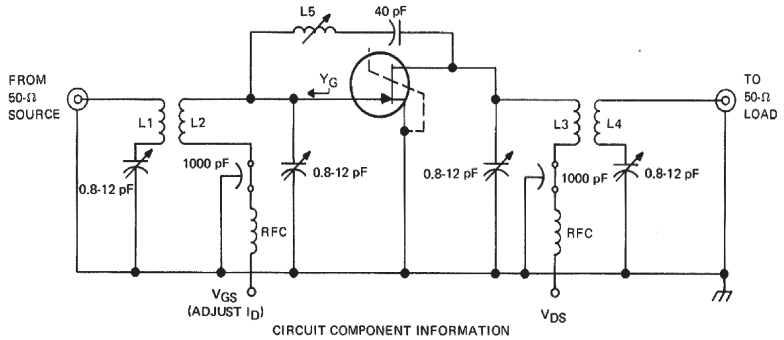
CARACTERISTICAS

Tensión de Alimentación .....3V a 15V
VDD .....-0,5V a +15V
Tensión de entrada.....-0,5V a VDD + 0,5V
Disipación del encapsulado.....500mW
Inmunidad al ruido típica 0,45Vpp



Componentes: TRANSISTORES	**2N5397**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

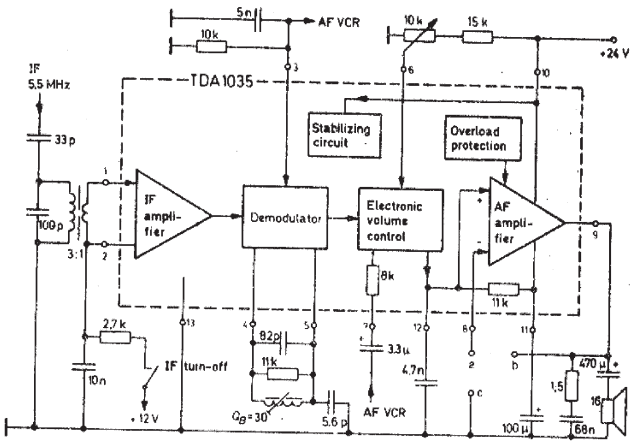


CIRCUIT COMPONENT INFORMATION

(L1, L2, L3, and L4 are straight pieces of the specified conductor)

L1: 1.4 inch # 22 enamel spaced 0.1 inch from L2.
L2: 1.1 inch # 16 solid copper
L3: 1.3 inch # 16 solid copper
L4: 1.4 inch # 22 enamel spaced 0.3 inch from L3
L5: 3 T # 22 enamel, close-wound on 0.25-inch-diameter form with adjustable aluminum slug.
RFC: 0.15 μH, Delevan type 1537-00, or the equivalent.

Componentes: INTEGRADOS	**TDA1035**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA



Componentes: CMOS	**CD4512**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

ENTRADAS DE DIRECCIONAMIENTO			ENTRADAS DE CONTROL		SALIDA
C	B	A	INHIBICION	$\overline{OE}$	Z
0	0	0	0	0	X0
0	0	1	0	0	X1
0	1	0	0	0	X2
0	1	1	0	0	X3
1	0	0	0	0	X4
1	0	1	0	0	X5
1	1	0	0	0	X6
1	1	1	0	0	X7
Ø	Ø	Ø	1	0	0
Ø	Ø	Ø	Ø	1	Hi-Z

ϕ = No importa
Hi-Z = Condición TRI-STATE
Xn = Dato en la entrada n